

colecția · radio și televiziune · 122

C. Moldoveanu
A. Stoica

Stabilizatoare de tensiune

Editura tehnică

Ing. Călin Moldoveanu

Ing. Adrian Stoica

Stabilizatoare de tensiune

Nr. 122



Editura tehnică

București — 1974

Lucrarea prezintă la nivel mediu, ușor accesibil maselor de radioamatori, construcția unor stabilizatoare de tensiune de diferite tipuri, începînd de la scheme simple pînă la stabilizatoare de tensiune reglabilă, cu performanțe ridicate.

Sînt prezentate stabilizatoare liniare și în comutație, pentru fiecare categorie fiind date pe scurt principiile generale de funcționare, descrierea amănunțită a unui număr de scheme concrete, cu performanțele lor și detalii constructive.

În încheierea lucrării sînt date cîteva date privind alegerea și dimensionarea filtrelor și a elementelor redresoare.

Schemele prezentate pot fi realizate cu piese și materiale ce se pot procura din comerț.

Redactor: ing. MARIA GANEA
Tehnoredactor: D. NICOLESCU
Coperta: C. GULUȚĂ

Bun de tipar: 09.07.1974. Coli de tipar: 6,25. Tiraj: 23 700+90 exemplare broșate. C.Z. 621.396/397.

Întreprinderea poligrafică „Banat" Timișoara, Calea Aradului nr. 1/A, Republica Socialistă România.

Comanda nr. 124.



Capitolul I

Generalități

Stabilizatoarele de tensiune continuă reprezintă dispozitive electronice care se intercalează între o sursă primară de energie și consumator, în scopul asigurării acestuia din urmă cu tensiunea de valoare necesară, indiferent de variațiile tensiunii sursei primare sau de curentul absorbit de consumator. Prin sursă primară de energie se înțelege o sursă care furnizează o tensiune continuă ce poate varia; de regulă, aceasta este un redresor sau o baterie de acumulatoare. În prezenta lucrare se vor folosi notațiile U_i pentru tensiunea la intrarea stabilizatorului și U_e pentru tensiunea la ieșirea acestuia.

Noțiunea de „valoare necesară" a tensiunii de la ieșirea stabilizatorului trebuie înțeleasă ca o plajă de valori care convin consumatorului pentru o funcționare corectă. Este evident că, după cum această plajă de valori poate fi mai îngustă sau mai largă, schema de principiu a stabilizatorului trebuie să fie mai pretențioasă sau mai rudimentară. În funcție de aceasta se definesc parametrii principali ai stabilizatoarelor, care sînt prezentați pe scurt în cele ce urmează.

● **Factorul de stabilizare** se referă la variațiile tensiunii de la ieșirea stabilizatorului, exclusiv datorită variațiilor tensiunii de la intrarea sa — furnizată de sursa primară de energie — cu menținerea constantă a consumului de curent. Cu alte cuvinte, factorul de stabilizare caracterizează gradul de constanță a tensiunii de la ieșirea stabilizatorului cînd tensiunea de la intrarea sa variază între două limite permise. În general variațiile tensiunilor de la intrare și de la ieșire se măsoară procentual, astfel că factorul de stabilizare are expresia:

$$F = \left. \frac{\Delta U_i / U_i}{\Delta U_e / U_e} \right|_{I=ct} . \quad (1.1)$$

Notațiile ΔU_i și ΔU_e definesc variațiile tensiunilor de la intrarea și respectiv ieșirea stabilizatorului. În unele lucrări este definit în mod diferit, în afară de factorul de stabilizare și coeficientul de stabilizare, ca raportul între valorile absolute ale variațiilor acestor tensiuni. Există, de asemenea, posibilitatea de a caracteriza stabilizarea prin valoarea $1/F$, exprimată procentual. În lucrarea de față, stabilizatoarele se vor caracteriza exclusiv prin noțiunea de factor de stabilizare definită prin relația (1.1).

● **Rezistența de ieșire** sau rezistența internă se referă la variațiile tensiunii de ieșire datorită curentului absorbit de consumator, cu menținerea constantă a tensiunii la intrare:

$$R_i = \left. \frac{\Delta U_e}{\Delta I} \right|_{U_i=ct.} . \quad (1.2)$$

Dacă se reprezintă grafic tensiunea la ieșire în funcție de curentul absorbit de consumator (fig. 1.1), așa-numita caracteristică externă a stabilizatorului, rezistența de ieșire reprezintă înclinarea acestei caracteristici față de axa orizontală (abscisă).

Este de remarcat faptul că cei doi parametri ai stabilizatoarelor definiți mai sus, sînt așa-numiții „para-

metri statici" întrucît în determinarea variaţiilor mărimilor electrice respective nu se face nici o menţiune privind viteza cu care ele se produc. Dacă se ţine seama de această viteză se ajunge la definirea unor parametri dinamici care caracterizează în esenţă viteza de răspuns a stabilizatorului, fiind utili în cazurile cînd curentul absorbit se face sub formă de impulsuri, sau tensiunea la intrare are variaţii sub formă de şocuri. Definirea parametrilor dinamici depăşeşte cadrul lucrării de faţă.

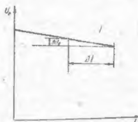


Fig. 1.1. Caracteristica externă a stabilizatorului.

● **Ondulaţiile tensiunii de ieşire.** De cele mai multe ori sursa primară de energie este un redresor alimentat de la reţeaua de curent alternativ. Ondulaţiile tensiunii furnizate de redresor avînd frecvenţa de 50 Hz sau 100 Hz, după cum se redresează numai una sau ambele alternanţe, se transmit atenuate la ieşirea stabilizatorului. Mărimea lor se exprimă fie în valori eficace, fie în valori vîrf la vîrf şi trebuie să fie cît mai redusă, în special în cazurile cînd prin stabilizator se alimentează amplificatoare de audiofrecvenţă de înaltă calitate sau orice alt consumator a cărei funcţionare corectă este deranjată de mici variaţii rapide ale tensiunii de alimentare.

În afară de ondulaţiile transmise de la tensiunea sursei primare, este de menţionat faptul că în cazul stabilizatoarelor de tensiune în comutaţie apar, datorită funcţionării, ondulaţii pe frecvenţe mai ridicate, care pot de asemenea afecta consumatorul.

1.2. Clasificarea stabilizatoarelor

În funcţie de modul de funcţionare, stabilizatoarele de tensiune continuă se pot împărţi în două clase importante: stabilizatoare liniare şi stabilizatoare în comutaţie.

● **Stabilizatoarele liniare** controlează şi reglează în mod continuu nivelul tensiunii de ieşire; ca urmare, elementele active de circuit pe care le cuprind (tranzistoare, tuburi electronice) lucrează tot timpul în porţiunea liniară a caracteristicilor, de unde şi denumirea de stabilizatoare liniare.

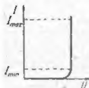


Fig. 1.2. Caracteristica de funcţionare a unui element neliniar stabilizator de tensiune.

Există două criterii mai importante de clasificare a stabilizatoarelor liniare:

a) D u p ă p r i n c i p i u l c a r e s t ă l a b a z a s c h e m e i stabilizatoarele liniare pot fi parametrice şi cu reacţie.

Stabilizatoarele parametrice utilizează exclusiv proprietăţile de stabilizare ale unui element neliniar (tub stabilivolt, diodă Zener), a cărui caracteristică tensiune-curent este de tipul celei prezentate în fig. 1.2. După cum se vede, un asemenea element păstrează aproape constantă tensiunea la borne în timp ce curentul poate avea variaţii importante.

Stabilizatoarele parametrice pot avea un factor de stabilizare ridicat, dar sînt modeste în ceea ce priveşte rezistenţa la ieşire. Ca urmare, ele se utilizează pentru alimentarea consumatorilor care necesită un curent constant sau neglijabil.

Stabilizatoarele cu reacţie controlează în permanenţă tensiunea la ieşire, pe care o compară cu tensiunea fixă furnizată de un element de referinţă; diferenţa dintre cele două tensiuni este amplificată şi folosită la comanda unui element care reglează tensiunea la ieşire. Stabilizatoarele cu reacţie pot avea scheme complicate, permiţînd însă obţinerea unei performanţe ridicate, atît în ce priveşte factorul de stabilizare cît şi rezistenţa de ieşire.

b) D u p ă m o d u l d e a l c ă t u i r e a s c h e m e i, stabilizatoarele liniare pot fi cu element de reglare serie sau derivaţie.

Stabilizatoarele liniare cu element de reglare serie au cea mai largă utilizare. În cazul lor, tensiunea pe acest element este comandată astfel ca să mențină tensiunea la ieșire constantă.

Stabilizatoarele liniare cu element de reglare derivație au, în general, o utilizare mai redusă și anume în cazurile cînd nu se dispune de un element de reglare care să poată suporta întreg curentul care trece prin sarcină. În cazul acestui tip de stabilizator, elementul de reglare este conectat în paralel cu ieșirea și este comandat astfel încît curentul absorbit de el să asigure o tensiune la ieșire constantă. Evident, în acest caz mai este necesară conectarea unei rezistențe între sursă și sarcină care să preia variațiile de tensiune.

Stabilizatoarele liniare permit obținerea unor performanțe superioare, atît în ce privește parametrii statici cît și mai ales cei dinamici. Acest lucru se obține însă cu prețul măririi puterii pierdute prin încălzire, deci la un randament general redus. În cazul stabilizatoarelor liniare de mare putere alimentate de la rețea, un dezavantaj important îl constituie și valoarea ridicată a puterii aparente absorbite de la rețea datorată defazajului important între tensiune și curentul absorbit. Astfel, numărul de voltamperi absorbiți de la rețea este de regulă de trei ori mai mare decît numărul de wați furnizați la ieșirea stabilizatorului. Acest dezavantaj este eliminat în cazul stabilizatoarelor în comutație.

● În cazul **stabilizatoarelor în comutație** tensiunea este controlată în valoarea medie cu ajutorul unui element comutator care decupează tensiunea aplicată la intrare. În acest caz, acționarea asupra tensiunii de ieșire se face prin modificarea raportului dintre timpii de conducție și de blocare ai elementului comutator. Principiul de funcționare necesită utilizarea unui filtru de valoare medie care poate fi de tip cu inductanță și capacitate *(LC)* sau cu rezistență și capacitate *(RC)*.

Lucrarea de față se limitează exclusiv la prezentarea stabilizatoarelor cu filtraj *LC*, care sînt cele mai utilizate, datorită randamentului lor mai ridicat. În funcție de valoarea și semnul tensiunii obținute la ieșire în comparație cu tensiunea sursei primare de energie, stabilizatoarele în comutație se pot clasifica în următoarele trei tipuri: coborîtoare de tensiune (fig. 1.3, *a*), ridicătoare de tensiune (fig. 1.3, *b*) și inversoare de polaritate (fig. 1.3, *c*). Se observă că cele trei scheme cuprind aceleași elemente, însă dispunerea lor este diferită.

Analiza funcționării acestor scheme este prezentată în cap. 3.

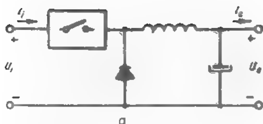
Modul de control în valoare medie a tensiunii la ieșire duce la existența următoarelor dezavantaje ale stabilizatoarelor în comutație:

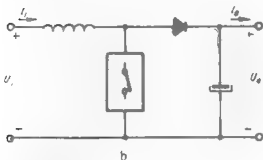
— existența unor ondulații ale tensiunii la ieșire suprapuse pe cele datorate tensiunii la intrare, avînd frecvența dată de elementul comutator;

— o oarecare încetineală (întîrziere) în urmărirea unor variații rapide ale tensiunii la ieșire, deci parametri dinamici inferiori celor proprii stabilizatoarelor liniare;

— impun folosirea unor elemente active de bună calitate, capabile să asigure comutarea tensiunii de intrare în timpi cît mai reduși, cerință esențială pentru asigurarea unui randament ridicat.

În compensație, stabilizatoarele în comutație prezintă avantajul unei eficiențe ridicate asigurînd o economie importantă de energie. Folosind filtre și suprafețe de radiație a căldurii de valori reduse, ele permit atingerea unor gabarite mult mai mici decît în cazul stabilizatoarelor liniare. În plus, ridicarea tensiunii de intrare precum și inversarea polarității sînt posibile numai cu surse în comutație.





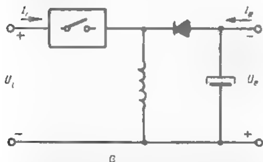


Fig. 1.3. Scheme bloc de stabilizatoare în comutație :

a — coborîtor de tensiune; *b* — ridicător de tensiune; *c* — inversor de polaritate

Capitolul 2

Stabilizatoare liniare

2.1. Schema bloc

În cele ce urmează se vor prezenta cîteva considerații de care trebuie să se țină seama la alegerea și dimensionarea elementelor care alcătuiesc un stabilizator liniar. Pentru fixarea ideilor, această prezentare se va face cu referire la o schemă-bloc de stabilizator cu reacție și element de reglare serie. Alegerea acestui tip de schemă este justificată de faptul că are cea mai răspîndită utilizare și cuprinde toate elementele care se folosesc, în general, pentru realizarea stabilizatoarelor liniare.

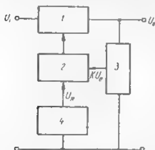


Fig. 2.1. Schema bloc a unui stabilizator cu reacție.

Schema bloc este prezentată în fig. 2.1. După cum se observă, tensiunea la ieșire, U_e este divizată de divizorul 3, obținîndu-se astfel valoarea $k.U_e$ ($k \leqslant 1$). Această valoare este comparată în amplificatorul de eroare cu tensiunea U_R furnizată de elementul de referință *4*. Diferența dintre valorile kU_e și U_R este amplificată de amplificatorul de eroare *2*

şi utilizată pentru comanda elementului de reglare serie *1*. Comanda acestuia se face astfel încît să asigure reducerea variaţiilor tensiunii la ieşire.

● **Elementul de reglare serie** este un tranzistor sau un tub electronic care se alege ţinînd seama că el trebuie să suporte valorile maxime ale tensiunii, curentului şi puterii disipate care pot apărea în timpul funcţionării stabilizatorului.

Tensiunea maximă U_M care poate apărea pe elementul de reglare serie este egală cu diferenţa dintre valoarea maximă a tensiunii la intrare şi valoarea minimă a tensiunii la ieşire.

Valoarea maximă a tensiunii la intrare este:

$$U_{i\,max}=U_{i_N}+pU_i+\frac{1}{2}U_r, \qquad (2.1)$$

unde: U_{i_N} este valoarea nominală a tensiunii sursei primare de energie;

pU_i — creşterea maximă prevăzută a valorii tensiunii la intrare;

U_r — valoarea vîrf la vîrf a tensiunii de ondulaţie la intrarea stabilizatorului.

Valoarea minimă a tensiunii la ieşirea stabilizatorului este cunoscută din parametrii electrici impuşi acestuia.

Curentul maxim (I_M) care circulă prin elementul de reglare serie este, în general, uşor superior curentului maxim absorbit de sarcină, datorită faptului că de la ieşirea stabilizatorului se alimentează şi alte elemente ale schemei. De regulă, se alege elementul de reglare serie, astfel încît să suporte un curent cu circa 10% mai mare decît curentul maxim în sarcină.

Puterea disipată maximă pe elementul de reglare serie este prin definiţie:

$$P_M=U_M\cdot I_M, \qquad (2.2)$$

unde U_M şi I_M au fost definite anterior.

În cazul tranzistoarelor folosite ca elemente de reglare serie, valoarea P_M este folosită pentru dimensionarea suprafeței necesare a radiatorului pe care se fixează tranzistorul. Pentru aceasta, cititorul poate folosi relații date în lucrarea prezentată în bibliografie [1].

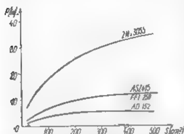


Fig. 2.2. Caracteristici de disipație pentru radiatoare din tablă de aluminiu alb de grosime de 2 mm.

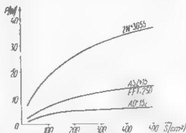


Fig. 2.3. Caracteristici de disipație pentru radiatoare din tablă de aluminiu alb de grosime 3 mm

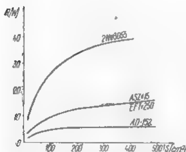


Fig. 2.4. Caracteristici de disipație pentru radiatoare din tablă de aluminiu eloxat negru de grosime 2 mm.

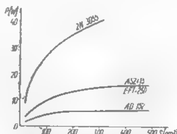


Fig. 2.5. Caracteristici de disipație pentru radiatoare din tablă de aluminiu eloxat negru de grosime 3 mm.

Pornind de la aceste relații s-au construit curbele din fig. 2.2—2.5, care definesc posibilitățile de disipație ale unor tranzistoare uzuale în funcție de grosi-

mea, culoarea și suprafața radiatorului folosit. Curbele prezentate sînt valabile pentru cazul cînd radiatorul are poziție verticală și tranzistorul este fixat direct de radiator. În general, este indicat să se realizeze radiatoare care pentru o suprafață laterală dată să ocupe un volum cît mai redus și mai avantajos folosit. În exemplele ce urmează se vor prezenta cîteva forme posibile de realizare a radiatoarelor din tablă de aluminiu.

Din examinarea curbelor prezentate se observă că, indiferent de grosime și culoare, suprafața necesară a radiatorului are o creștere foarte rapidă pentru valori mari ale puterii disipate. În numeroase cazuri practice, se impune izolarea electrică a tranzistorului de radiator, fie datorită necesității conectării la masă a radiatorului, fie pentru că se cere montarea mai multor elemente disipative aflate la potențiale electrice diferite pe același radiator. În aceste cazuri, trebuie avut în vedere faptul că eficiența radiatorului scade, întrucît un material izolator electric nu poate fi în același timp și foarte bun conducător termic. Ca izolatoare se folosesc plăcuțe de mică de 0,1 mm grosime, care se livrează adesea împreună cu tranzistoarele.

În realitate, puterea disipată maximă apare numai pentru durate de timp foarte scurte. Tranzistorul dezvoltă în medie o valoare mai mică a puterii disipate. Este oportun totuși, ca din motive de siguranță, radiatorul să fie dimensionat pentru puterea disipată maximă.

● **Amplificatorul de eroare** constituie o parte a stabilizatorului care servește pentru sesizarea și amplificarea variațiilor tensiunii de la ieșirea stabilizatorului și comanda elementului de reglare serie. Amplificatorul de eroare este folosit exclusiv în cazul stabilizatoarelor cu reacție și poate fi realizat după o schemă mai complicată sau mai simplă, după cum performanțele stabilizatorului trebuie să fie ridicate sau mai scăzute.

Amplificatorul de eroare este caracterizat independent de următorii parametri :

— amplificarea totală ;

— banda de frecvențe amplificate;
— stabilitatea la variațiile temperaturii.

Schema amplificatorului de eroare poate diferi de la caz la caz. În cadrul exemplelor prezentate, se ilustrează mai multe variante posibile de scheme.

● **Divizorul de tensiune** utilizat în stabilizatoarele liniare este de tip rezistiv și se dimensionează astfel ca:

— să furnizeze tensiunea de valoare necesară pentru intrarea în amplificatorul de eroare;
— să fie parcurs de un curent mult mai mare decît cel absorbit de intrarea amplificatorului și în același timp suficient de mic pentru a nu disipa o putere excesivă.

În stabilizatoarele tranzistorizate este folosită, în general, o valoare de circa 5 mA pentru curentul prin divizor.

Pentru ameliorarea vitezei de reacție a stabilizatorului, de multe ori se șuntează porțiunea superioară a divizorului cu un condensator de valoare circa 1 μF.

● **Elementul de referință** este în general, un stabilizator parametric și poate fi realizat după una din schemele prezentate. La stabilizatoarele cu performanțe ridicate, elementul de referință poate constitui el însuși un stabilizator separat cu reacție, la care se adoptă măsuri speciale pentru mărirea factorului de stabilizare.

2.2. Stabilizatoare parametrice

În cele ce urmează se vor prezenta diferite variante de realizare a stabilizatoarelor parametrice precum și avantajele și dezavantajele fiecăruia.

2.2.1. *Stabilizatoare parametrice simple*

Cel mai simplu și mai ieftin stabilizator parametric este prezentat în fig. 2.6. Schema are o diodă Zener și o rezistență serie *R*.

Diodele Zener sînt dispozitive semiconductoare, care, atunci cînd sînt polarizate direct se comportă ca diodele obişnuite, iar cînd sînt polarizate invers, au o caracteristică tensiune-curent, ca cea arătată în fig. 1.2.

Căderea de tensiune pe diodă este practic constantă pentru valorile curentului cuprinse între I_{ZM} şi I_{Zm}. I_{Zm} este valoarea minimă a curentului prin diodă, pentru care se menţin proprietăţile stabilizatoare ale acestuia.

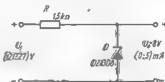


Fig 2.6. Stabilizator parametric simplu.

Creşterea curentului peste valoarea I_{ZM} ar duce la distrugerea joncţiunii.

Curentul care trece prin rezistenţa serie R se divide prin dioda Zener şi prin rezistenţa de sarcină.

Variaţiile tensiunii de intrare produc variaţii de curent prin R, iar acestea sînt preluate integral de dioda D, tensiunea la ieşire fiind astfel menţinută constantă. Valoarea rezistenţei R se alege astfel încît, ţinînd seamă de domeniile de variaţie ale tensiunii de intrare şi ale curentului de sarcină, curentul diodei Zener să varieze numai în domeniul $I_{Zm} \ldots I_{ZM}$.

Factorul de stabilizare depinde de calităţile joncţiunii semiconductoare şi, în general, are valori mici.

Dezavantajul principal al stabilizatoarelor parametrice simple constă în aceea că diodele Zener uzuale lucrează într-un domeniu de tensiuni restrîns, cuprins între 5 şi 12 V.

Pentru tensiuni de referinţă mai mici de 5 V se poate folosi schema din fig. 2.7, unde tensiunea de ieşire se culege diferenţial de pe cele două diode Zener.

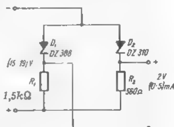


Fig. 2.7. Stabilizator parametric pentru tensiuni mici.

În felul acesta, utilizînd diodele DZ 310 şi DZ 308, se poate obţine o tensiune de referinţă de 2 V şi în plus, montajul diferenţial realizează compensarea termică a caracteristicii de stabilizare Zener.

2.2.2. *Stabilizatoare parametrice cu tranzistoare*

a. *Stabilizator parametric cu tranzistor serie*

În figura 2.8 este reprezentat un stabilizator cu tranzistor serie. Cu valorile din figură, acesta poate fi folosit ca alimentator pentru un aparat de radio, de la ba-

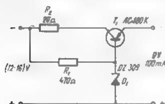


Fig. 2.8. Stabilizator parametric cu tranzistor serie.

teria de acumulatoare a automobilului sau de la un transformator.

● **Modul de funcţionare.** Grupul $R_1 D_1$ constituie un stabilizator parametric identic cu cel din figura 2.6. Curentul lui de ieşire este folosit pentru comanda bazei tranzistorului T_1, care lucrează ca repetor pe emitor. Se obţine astfel o amplificare de 3 ori a curentului furnizat de grupul $R_1 D_1$.

Rezistenţa R_2 are rolul de a micşora puterea disipată pe tranzistorul T_1, care în cazul de faţă are valoare maximă de 500 mW. Fără rezistenţa R_2 puterea disipată pe T_1 ar fi de 700 mW. Factorul de stabilizare este acelaşi ca în cazul stabilizatorului simplu cu diodă Zener.

b. *Stabilizator parametric cu tranzistor paralel*

În cele ce urmează se vor prezenta două variante de stabilizatoare cu tranzistor paralel cu destinaţii diferite.

Varianta I

Prima variantă este cea din figura 2.9 și are drept scop ca și schema cu tranzistor serie din figura 2.8, mărirea puterii utile debitată de stabilizatorul simplu cu diodă Zener.

Din considerente de putere disipată, acest tip de stabilizator este indicat a fi folosit pentru sarcini constante sau tensiuni de intrare cît mai puțin variabile.

Schema propusă poate folosi ca adaptor pentru un radio receptor tranzistoriat de tip Neptun, alimentat de la bateria de acumulatori a automobilului.

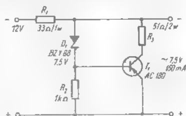


Fig. 2.9 Stabilizator parametric cu tranzistor derivație.

● **Modul de funcționare**. Rolul diodei Zener din schema stabilizatorului parametric simplu este luat de tranzistorul T_1. Acesta preia variațiile curentului de sarcină păstrînd tensiunea constantă la bornele de ieșire. În cazul variațiilor tensiunii de alimentare, acestea dau naștere la variații de curent prin rezistența R_1, variații preluate de asemenea de tranzistorul T_1.

Dioda Zener D_1 furnizează curentul de bază pentru tranzistorul T_1, conferindu-i totodată și caracteristici stabilizatoare.

Curentul absorbit de T_1 va fi astfel încît la bornele de ieșire, tensiunea să aibă valoarea:

$$U_e = U_{D_1} + U_{BE}. \qquad (2.3)$$

Cum valoarea tensiunii de bază a tranzistorului T_1, U_{BE} este neglijabilă în raport cu U_{D_1}, rezultă că tensiunea de ieșire este aproximativ egală cu U_{D_1} și deci constantă.

Datorită varațiilor cu temperatura în sensuri inverse ale tensiunilor U_{D_1} și U_{BE}, se realizează o bună stabilizare termică a tensiunii de ieșire.

Rezistența R_3 are rolul de a prelua o parte din puterea disipată pe tranzistorul T_1. Cu cît R_3 este mai

mare cu atît regimul termic al lui T_1 este mai ușor. Valoarea maximă a lui R_3 este determinată de curentul maxim ce trebuie absorbit de T_1.

Rezistența R_2 ajută la evacuarea sarcinii stocate în baza lui T_1, îmbunătățind astfel performanțele dinamice ale stabilizatorului.

Varianta a II-a

Cea de-a doua variantă de stabilizator parametric cu tranzistor paralel este prezentată în fig. 2.10. Schema este proiectată pentru a furniza tensiuni de referință variabile mai mari decît tensiunea diodei Zener.

Tensiunea de alimentare este de 24 V. Tensiunea de ieșire poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului *P* între 8—16 V.

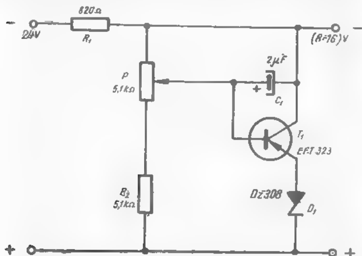


Fig. 2.10. Stabilizator parametric pentru tensiune variabilă.

● **Modul de funcționare.** Dioda Zener D_1 și tranzistorul T_1 sînt montate în serie. Din această cauză, puterea la ieșire nu mai poate fi mărită pe seama tranzistorului. O fracțiune determinată de poziția cursorului potențiometrului *P* din tensiunea la ieșire este compa-

rată cu tensiunea diodei Zener și rezultatul comparării este amplificat de T_1. Prin dispunerea capătului potențiometrului în colectorul lui T_1 se realizează o puternică reacție negativă, care asigură stabilitatea tensiunii de ieșire. Datorită posibilității de reglare fină a tensiunii de ieșire între 8—16 V și întrucît curentul de sarcină disponibil este unic, schema poate fi folosită ca sursă de referință variabilă în diferite montaje experimentale.

2.2.3. *Stabilizator parametric cu performanțe îmbunătățite*

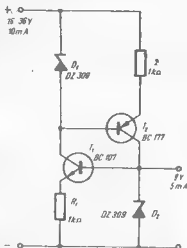


Fig. 2.11 Stabilizator parametric cu performanțe îmbunătățite.

După cum s-a arătat anterior, performanțele stabilizatoarelor complexe cu amplificator de eroare depind în mare măsură de calitatea sursei de referință. Sursele de referință prezentate pînă acum prezintă dezavantajul că nu sînt suficient de stabile la variațiile tensiunii de alimentare. Variațiile tensiunii de alimentare provoacă variații ale curentului ce parcurge elementul stabilizator. Rezistența dinamică a acestuia este foarte mică, nu însă nulă, astfel că apar mici variații ale tensiunii de referință.

Acest dezavantaj poate fi eliminat dacă dioda Zener este alimentată de la un generator de curent constant.

În fig. 2.11 este prezentată o variantă de stabilizator parametric la care alimentarea diodei Zener D_2 se face printr-un generator de curent constant realizat cu

tranzistorul T_2. Menţinerea constantă a curentului prin T_2 se face cu ajutorul tranzistorului T_1 şi a diodei D_1. Schema realizează o tensiune constantă de 9 V. La un consum de 5 mA, factorul de stabilizare poate atinge valori de ordinul 200—400. Tensiunea la intrare poate varia între 16—36 V.

La realizarea acestei scheme este recomandabilă utilizarea unor tranzistoare complementare.

2.3. Stabilizatoare liniare cu reacţie

2.3.1. *Amplificatoare de eroare cu un tranzistor*

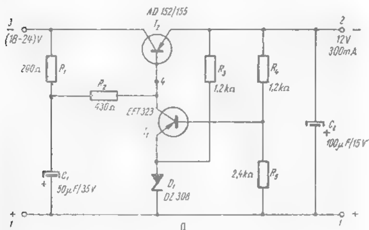
Variantele sofisticate ale stabilizatoarelor parametrice pot furniza tensiuni extrem de stabile la variaţiile tensiunii de alimentare. Rezistenţa de ieşire rămîne însă, relativ ridicată. Cu alte cuvinte, variaţiile curentului de sarcină sînt permise numai în limite restrînse. Sigur că, o complicare suplimentară a schemei ar putea duce la diminuarea acestui inconvenient. Rentabilitatea realizării unui astfel de montaj este însă foarte scăzută. Soluţia o oferă stabilizatoarele liniare cu reacţie, care, lucrînd principial diferit, realizează performanţe superioare cu un număr minim de componente. După cum s-a mai arătat, în cazul stabilizatoarelor de acest tip, o fracţiune din tensiunea de ieşire este comparată cu o tensiune de referinţă stabilă. Rezultatul comparării, numit şi tensiune de eroare, este amplificat şi folosit pentru comanda elementului regulator în scopul menţinerii tensiunii de ieşire în limitele date.

Varianta I

● **Date tehnice.** Cel mai simplu amplificator de eroare poate fi realizat cu un singur tranzistor. În fig. 2.12, *a* este prezentată schema unui stabilizator cu

amplificator de eroare cu un tranzistor. Schema este concepută pentru a furniza 300 mA la 12 V, atunci cînd tensiunea de intrare variază între (18—24) V.

Factorul de stabilizare este mai bun de 25 iar rezistența de ieșire are valori mai mici de 0,2Ω.



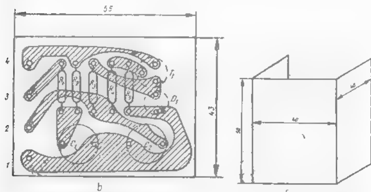


Fig. 2.12 Stabilizator liniar cu reacție cu două tranzistoare (prima variantă):

a — schema de principiu, *b* — schema de cablaj; *c* — radiator pentru elementul de reglare serie.

● Modul de funcționare. Tranzistorul T_1 funcționează ca amplificator de eroare. În emitorul său este montată dioda Zener D_1, care furnizează tensiunea de referință. Semnalul de ieșire este adus pe bază prin intermediul divizorului R_4, R_5.

Colectorul lui T_1, ca și baza lui T_2 sînt alimentate prin rezistențele R_1, R_2. Condensatorul C_1 realizează o filtrare suplimentară a tensiunii de alimentare, în scopul reducerii ondulațiilor la ieșirea stabilizatorului.

Tranzistorul regulator T_2 lucrează ca repetor pe emitor al semnalului din colectorul lui T_1.

Rezistența R_3 furnizează curentul minim de stabilizare al diodei D_1.

La ieșire este montat condensatorul electrolitic C_2. Rolul său este de a îmbunătăți răspunsul tranzitoriu al stabilizatorului.

Pentru a înțelege în ce mod acționează amplificatorul de eroare, să presupunem o tendință de variație oarecare a tensiunii de ieșire. Fie această variație în sensul creșterii acestei tensiuni. Atunci, divizorul R_4, R_5 va furniza un curent suplimentar bazei lui T_1, dat fiind că emitorul acestuia se află la potențial constant față de masă. Prin urmare și curentul său de colector va crește și odată cu aceasta căderea de tensiune pe rezistențele R_1, R_2. Rezultatul va fi că tensiunea de colector a lui T_1 va scădea și cum T_2 lucrează ca repetor pe emitor, va scădea și tensiunea de ieșire. După cum se vede, efectul se opune cauzei care l-a produs, tendința de creștere a tensiunii de ieșire provoacă imediat o acțiune în sensul micșorării acesteia din partea amplificatorului de eroare.

● Detalii constructive. Desenul de cablaj al plachetei imprimate este dat în fig. 2.12, *b*.

Toate elementele schemei se montează pe plachetă, cu excepția tranzistorului regulator.

Acesta trebuie să fie capabil să disipe maximum 3,6 W, motiv pentru care a fost ales tipul AD 152/155 și a fost prevăzută montarea lui separată pe un radiator executat din tablă de aluminiu de 2 mm grosime. Dimensiunile radiatorului sînt date în fig. 2.12, *c*.

Tranzistorul T_1 este de tipul EFT 323, cu factor de amplificare mare.

Dioda D_1 este de tip DZ 308 sau orice alt tip de 8 V. Toate rezistenţele sînt de 0,5 W.

Condensatoarele sînt electrolitice, de tip miniatură.

Varianta a II-a

O altă variantă de stabilizator cu amplificator de eroare este dată în fig. 2.13, *a*.

● **Date tehnice**. Tensiunea de ieşire : 6 V.

Curentul de sarcină . maxim 300 mA ;

Factor de stabilizare : >20 ;

Rezistenţa de ieşire : $<0{,}20\Omega$.

Montajul poate fi folosit cu mult succes la alimentarea radiocasetofoanelor de la bateria de acumulator a automobilului.

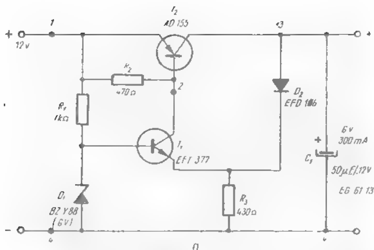
Utilizînd o diodă Zener de 7,5 V, tensiunea de ieşire poate fi adusă la această valoare, dacă este necesar.

● **Modul de funcţionare.** De data aceasta, tensiunea de referinţă este dată de dioda Zener D_1 care este aplicată în baza tranzistorului amplificator de eroare T_1. Semnalul de ieşire este aplicat în emitorul aceluiaşi tranzistor. Cum un amplificator cu intrarea pe emitor şi baza la masă este neinversor de fază, pentru realizarea reacţiei negative a fost necesară montarea tranzistorului regulator cu sarcina în colector.

Dioda D_2 separă tranzistorul T_1 de ieşire, permiţînd ca numai tranzistorul T_2 să furnizeze curentul de sarcină. Avantajul schemei este că oferă un regim de lucru mult uşurat pentru dioda Zener.

Variaţiile curentului de emitor ale lui T_1 nu mai parcurg dioda Zener ca în cazul schemei din varianta I. Variaţiile curentului de bază al amplificatorului de eroare, care încă mai sînt suportate de dioda Zener, sînt practic neglijabile. De aceea, în acest ultim caz, sursa de referinţă suferă variaţii mult mai mici. Dezavantajul schemei este că oferă tensiuni de ieşire fixe, nereglabile.

Dacă dioda Zener de 6 V nu este disponibilă, se poate folosi o diodă DZ 308 de 8 V, la care se adaugă un divizor rezistiv, aşa cum este arătat în fig. 2.13, *b*. Folo-



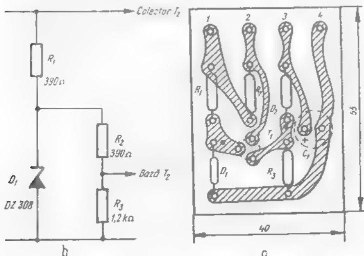


Fig. 2.13. Stabilizator liniar cu reacție cu două tranzistoare (varianta a II-a):

a — schema de principiu, *b* — schemă pentru obținerea unei tensiuni de referință de valoare redusă, *c* — schema de cablaj.

sirea divizorului este posibilă, dat fiind curentul de bază neglijabil al lui T_1.

● **Detalii constructive.** În fig. 2.13, c este dat desenul plachetei imprimate. Toate recomandările făcute privitor la montajul din fig. 2.12, a sînt valabile şi aici.

Polaritatea tensiunii de alimentare impune folosirea unui tranzistor de tip *npn* (EFT 377) ca amplificator de eroare.

2.3.2. *Stabilizator cu amplificator de eroare diferenţial*

Ambele variante de stabilizatoare cu amplificator de eroare cu un singur tranzistor (v. fig. 2.12, *a* şi 2.13, *a*) prezintă dezavantaje.

Prima variantă, cu intrarea pe bază solicită intens dioda Zener, care trebuie să preia integral variaţiile curentului de emitor al amplificatorului de eroare.

La cea de-a doua variantă prezentată, cu intrarea pe emitor, amplificatorul de eroare oferă o impedanţă de intrare foarte mică, ceea ce face imposibilă plasarea unui divizor pe calea de reacţie şi deci obţinerea unei tensiuni de ieşire mai mare decît cea de referinţă.

Aceste inconveniente dispar dacă amplificatorul de eroare este de tip diferenţial.

Performanţele superioare fac ca acest tip de amplificator să fie aproape universal folosit la realizarea surselor de putere mari, lucrînd cu curenţi intenşi şi tensiuni variabile.

În cele ce urmează, se vor prezenta două variante de stabilizatoare cu amplificator de eroare diferenţial, derivînd din amplificatoarele cu un singur tranzistor, prezentate anterior.

a. *Stabilizator de tensiune variabilă de 1/A*

Schema stabilizatorului este cea din fig. 2.14, *a*.

● **Date tehnice.** Tensiunea de ieşire poate fi variată între 15 V şi 24 V, în condiţiile în care tensiunea de

alimentare ia valori de la 25 V la 31 V. Curentul de sarcină are valoarea limită maximă de 1 A.

Factorul de stabilizare este mai bun de 200 iar rezistenţa de ieşire, mai mică decît 0,05 Ω. Ondulaţiile au valori mai mici decît 50 mV.

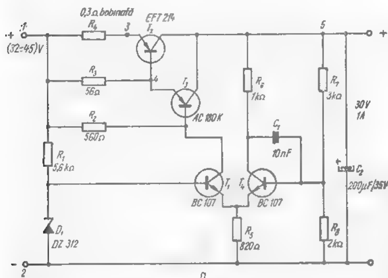


Fig. 2.14. Stabilizator liniar cu reacţie şi amplificator diferenţial (prima variantă):
a — schema de principiu

● **Modul de funcţionare.** Am arătat că acest tip de schemă poate fi obţinut prin dezvoltarea celei cu amplificator de eroare cu un singur tranzistor. O comparaţie cu schema prezentată în fig. 2.12, *a*, ne conduce la următoarele observaţii.

Tensiunea de referinţă nu mai este realizată prin montarea diodei Zener în emitorul tranzistorului amplificator de eroare. În cazul de faţă, amplificatorul de eroare este realizat cu tranzistorul T_3, iar dioda Zener D_1 este separată de emitorul T_3, de către etajul repetor pe emitor T_4. În felul acesta, variaţiile curentului de comandă al elementului regulator nu parcurg dioda Ze-

ner, ci rezistența R_6. Căderea de tensiune pe R_6 este menținută constantă de către T_4.

Curentul de sarcină are valori însemnate, motiv pentru care elementul regulator este realizat cu două tranzistoare T_1 și T_2, în montaj Darlington. În felul acesta, curentul de comandă necesar pentru obținerea unor curenți de ieșire intenși este menținut la valori mici care nu perturbă funcționarea corectă a amplificatorului de eroare.

Schema astfel dezvoltată dispune de o amplificare mare, ceea ce face ca la frecvențe ridicate, stabilizatorul să prezinte tendințe de oscilație. Pentru împiedicarea apariției de oscilații a fost adăugat condensa-

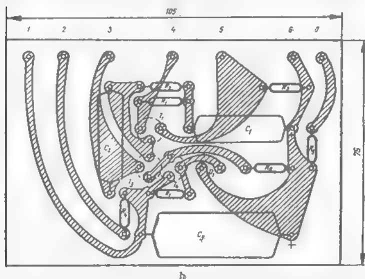


Fig. 2.14. Stabilizator liniar cu reacție și amplificator diferențial (prima variantă):
b — schema de cablaj

torul C_2 de 10 nF care reduce banda amplificatorului de eroare.

● **Detalii constructive.** Desenul plăcuței imprimate este dat în fig. 2.14, *b*. La realizarea acesteia s-a ur-

mărit ca toate elementele montajului să fie de producție indigenă, tip IPRS, excepție făcînd doar potențiometrul P de 2,2 kΩ.

Se vor folosi rezistențe de 0,5 W.

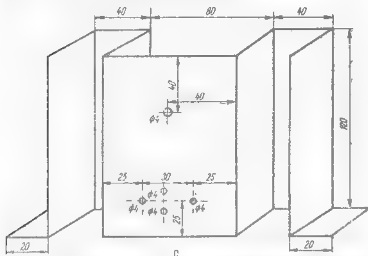


Fig 2.14. Stabilizator liniar cu reacție și amplificator diferențial (prima variantă):
c — radiator pentru elementul de reglare serie

Condensatoarele C_1 și C_3 sînt de tip electrolitic. Amatorul va lua toate precauțiile necesare montării corecte a acestora, avînd în vedere că inversarea polarității lui C_3 este echivalentă cu scurtcircuitarea ieșirii sursei, ceea ce duce aproape sigur la distrugerea elementului serie regulator.

Condensatorul C_2 este de tip pastilă ceramic.

Tranzistoarele T_1 și T_2 se montează împreună pe un radiator, așa cum este arătat în fig. 2.14, c.

La asamblarea elementelor sursei se va urmări ca radiatorul să aibă o poziție verticală și condiții bune de aerisire. Montarea lui se va face prin intermediul unei plăcuțe de textolit (v. fig. 2.14, c) pentru realizarea unei bune izolări electrice față de șasiu. Acest lucru este necesar întrucît tranzistoarele de putere cum

sînt EFT 214, AD 152 şi altele, au colectorul legat la carcasă, deci pe radiator vom regăsi întreaga tensiune de intrare a stabilizatorului.

Dacă după realizarea practică a montajului se constată existenţa unei strînse dependenţe a valorii tensiunii de ieşire de curentul de sarcină, acesta este un indiciu că stabilizatorul lucrează în regim de oscilator. În aceste condiţii, condensatorul C_2 se va înlocui cu altul de o valoare mai mare (de exemplu 25 nF).

Potenţiometrul *P* poate fi înzestrat de amator cu o scală gradată pe care se vor nota valorile tensiunii de ieşire măsurată cu un voltmetru. Această etalonare a poziţiilor cursorului potenţiometrului este suficient de stabilă în timp, pentru ca amatorul să poată să-şi regleze tensiunea de ieşire dorită, fără a mai apela la ajutorul instrumentului de măsurat.

b. *Stabilizator de tensiune fixă* 30 V/1 A.

În fig. 2.15, *a* este prezentată schema unei alte variante de conectare a amplificatorului de eroare diferenţial.

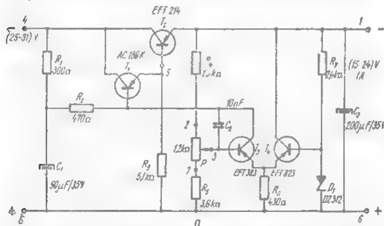


Fig. 2.15. Stabilizator liniar cu reacţie şi amplificator diferenţial (varianta a doua):
a — schema de principiu.

● **Date tehnice.** Tensiunea de ieșire are valoarea de 30 V și nu este reglabilă. În condițiile în care curentul are valoarea maximă de 1 A, tensiunea de intrare poate varia în limitele 32—45 V.

Factorul de stabilizare: >250.
Rezistența de ieșire: $<0,05\ \Omega$.
Ondulațiile: <35 mV.

● **Modul de funcționare.** Schema derivă din cea prezentată în fig. 2.13, *a* în care dioda D_2 a fost înlocuită cu tranzistorul T_4, iar elementul regulator este realizat cu montajul Darlington T_2, T_3.

Apariția tranzistorului T_4 mărește impedanța de intrare a amplificatorului de eroare, astfel că devine posibilă introducerea divizorului R_7, R_8 și deci obținerea unor tensiuni de ieșire mai mari decît cea de referință.

Curentul de colector al tranzistorului T_1 este menținut în limite acceptabile datorită existenței grupului Darlington T_2, T_3.

Rezistențele R_2, R_3 și R_4 ajută evacuarea sarcinii stocate în bazele tranzistoarelor T_2 și T_3, îmbunătățind regimul tranzitoriu al stabilizatorului.

Totodată, aceste rezistențe asigură protejarea tranzistorului T_3 la valori mari ale tensiunii V_{CE}.

Condensatorul C_1 are același rol pe care îl are C_2 în schema din fig. 2.14, *a*, deci înlătură posibilitatea apariției oscilațiilor.

● **Detalii constructive.** Desenul plăcuței imprimate este cel din fig. 2.15, *b*.

Tranzistoarele T_1 și T_4 ale amplificatorului diferențial au fost alese de tipul BC 107, capabil să reziste la o tensiune de 45 V.

Grupul serie T_2, T_3 se montează pe radiatorul din fig. 2.14, *c*. Măsurile de precauție indicate în cadrul schemei din fig. 2.14, *a* se vor respecta și aici. Rezistența R_4 de $0,3\ \Omega$ va fi realizată de amator din sîrmă rezistivă bobinată în aer. Diametrul interior al bobinajului va sta la libera alegere a amatorului. Sîrma aleasă, care poate fi nichelină sau alt material rezistiv, va trebui să suporte cu ușurință un curent de 1 A.

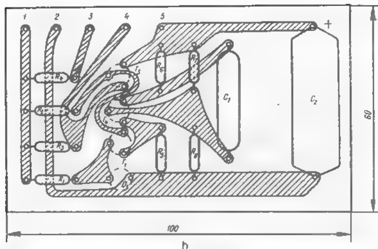


Fig 2.15 Stabilizator liniar cu reacție și amplificator diferențial (varianta a doua):
b — schema de cablaj.

Capetele firului se vor îndoi în formă de ochiuri, iar rezistența bobinată se va prinde pe placă cu șuruburi.

Valoarea necesară a condensatorului C_1 depinde în foarte mare măsură de modul de asamblare a pieselor. Deși cei 10 nF reprezintă o valoare acoperitoare, este posibil ca amatorul să constate prezența oscilațiilor și să fie nevoit să înlocuiască C_1 cu un alt condensator de valoare mai mare (25 nF).

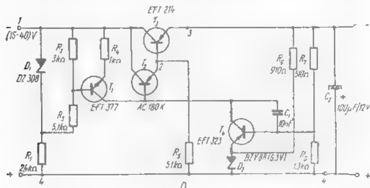
2.3.3. *Stabilizator cu preregulator*

În fig. 2.16, *a* este dată schema unui stabilizator cu preregulator.

● **Date tehnice.** Valorile elementelor sînt astfel alese încît tensiunea de ieșire să fie de 9 V, pentru variații ale tensiunii de intrare cuprinsă între 15 V și 40 V. Curentul de ieșire maxim este dictat de puterea disipată pe elementul regulator și are valoarea de 400 mA.

Factorul de stabilizare este mai mare decît 1 000. Rezistența de ieșire are valori mai mici decît 0,1 Ω

Ondulațiile nu depășesc la ieșire 10 mV.



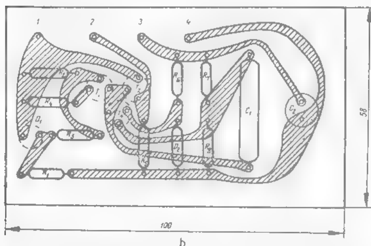


Fig. 2.16. Stabilizator liniar cu reacție și element preregulator. *a* — schema de principiu; *b* — schema de cablaj.

● **Modul de funcționare.** Amplificatorul de eroare este construit cu un singur tranzistor cu dioda Zener montată în emitor. Elementele care intră în componența

acestuia sînt: T_4, D_2, R_6, R_7, R_8, și C_1. Rolurile lor au fost prezentate în paragrafele precedente. Elementul regulator este de tip Darlington, echipat cu tranzistoarele T_2 și T_3. Rezistența R_5 ajută la evacuarea sarcinii stocate în baza lui T_3 îmbunătățind regimul tranzistoriu al sursei. Noutatea schemei este reprezentată de grupul D_1, T_1, R_1, R_2, și R_4, care înlocuiește rezistențele obișnuite de alimentare a colectorului lui T_4 și bazei lui T_2 și care nu constituie altceva decît un generator de curent constant.

În adevăr, grație prezenței diodei Zener D_1, tensiunea prezentată bazei lui T_1 de către divizorul R_2, R_3 este menținută constantă în raport cu minusul sursei de alimentare.

În felul acesta curentul ce parcurge rezistența R_4 și deci și curentul de colector al lui T_1 sînt menținuți constanți.

Variațiile tensiunii de intrare sînt astfel împiedicate ca să se transforme în variații ale curentului de colector al tranzistorului T_1. Regimul de stabilizare a diodei D_2 este substanțial îmbunătățit. Amplificarea lui T_4 este mult mărită față de varianta cu rezistență, deoarece impedanța de ieșire a lui T_1 este practic infinită. În plus, ondulațiile tensiunii de intrare sînt rejectate de T_1 și nu mai pot ajunge pe baza lui T_2

Pe un domeniu foarte larg de tensiuni de intrare, tensiunea de ieșire este în aceste condiții menținută practic constantă.

● **Detalii constructive.** Fig. 2.16, *b* prezintă desenul cablajului imprimat. Toate elementele, exceptînd dioda Zener D_2 sînt de producție indigenă IPRS.

Dacă amatorul nu dispune de o diodă Zener BZY 88, aceasta poate fi înlocuită cu orice alt tip cu tensiune de stabilizare cuprinsă între 6 V și 8 V. În cazul în care tensiunea de referință diferă de valoarea indicată de 6,3 V, este necesară reproiectarea divizorului R_7, R_8, după relația simplă:

$$U_{D_2} \simeq \frac{R_8}{R_7+R_8} U_e. \tag{2.4}$$

Înlocuirea nu este însă recomandabilă, date fiind performanțele mai scăzute ce se obțin atunci cînd tensiunea de referință este mai mare decît 6,3 V.

Radiatorul elementului regulator este cel din fig. 2.14, *c*, montat izolat față de șasiul sursei. Reamintim amatorului că sursa nefiind protejată la scurtcircuit, montarea incorectă a condensatorului C_2 poate duce la distrugerea elementului regulator.

În rest, indicațiile prezentate anterior sînt valabile și aici.

2.3.4. *Procedeu simplu de reducere a ondulațiilor*

Pentru înțelegerea celor ce urmează, vom reaminti principiul pe baza căruia lucrează un stabilizator liniar de tensiune:

Printr-un procedeu oarecare, tensiunea de ieșire este comparată cu o tensiune fixă, numită tensiune de referință. Rezultatul comparării este amplificat și servește la comanda elementului serie, astfel încît să se compenseze variațiile ce tind să apară la ieșire din diferite cauze și anume: variația sarcinii și variația tensiunii de intrare. Reținem că în mod obișnuit, amplificatorul de eroare nu reacționează la variațiile tensiunii de intrare decît după ce acestea s-au transmis la ieșire. Acesta este motivul pentru care sursele cu amplificare modestă, iar uneori și cele cu bune performanțe rămîn deficitare la capitolul rejectării ondulațiilor tensiunii de intrare.

Există o metodă foarte simplă, ieftină și eficace prin care practic orice stabilizator poate fi ameliorat astfel încît ondulațiile prezentate la ieșire să fie reduse la un minimum de ordinul a cîțiva milivolți. Pentru aceasta, mai întîi, se procedează la extragerea componentei alternative a tensiunii de intrare iar apoi, o fracțiune a acestei componente se aplică într-un punct al amplificatorului de eroare, astfel ales încît la ieșire să apară o

componentă în antifază cu ondulațiile ce se propagă în mod obișnuit.

Dacă fracțiunea injectată a fost bine aleasă cele două tensiuni în antifază se vor anula reciproc. Practic,

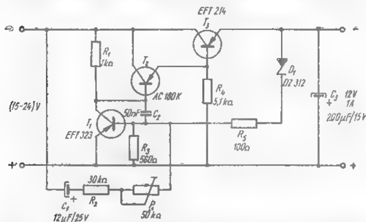


Fig. 2.17. Schema pentru reducerea ondulațiilor tensiunii de ieșire.

chiar și după aplicarea acestei metode, tensiunea de ieșire mai prezintă încă ondulații. Valoarea lor poate fi însă redusă pînă la nivele sub 5 mV.

Pentru exemplificarea celor prezentate mai sus, a fost concepută schema din fig. 2.17.

● **Date tehnice.** Tensiunea de ieșire este fixă și are valoarea de 12 V. Curentul maxim debitat atinge 1 A.

Factorul de stabilizare: > 200;
Rezistența de ieșire: $< 0{,}1\ \Omega$;
Ondulațiile: < 3 mV.

● **Mod de funcționare:** Schema prezintă o altă modalitate de realizare a unui stabilizator cu amplificator de eroare cu un singur tranzistor. Dioda Zener D_1 este montată în baza lui T_1. Variațiile de curent prin diodă sînt astfel reduse la valori neînsemnate.

În esență, ondulațiile se propagă la ieșire prin intermediul rezistenței R_1 conectată în baza elementului regulator. Cum montajul Darlington T_2, T_3 lucrează ca re-

petor pe emitor, rezultă că la ieşire, ondulaţiile sînt în fază cu cele de la intrare. Această observaţie este valabilă pentru orice stabilizator la care elementul regulator lucrează în regim de repetor pe emitor.

Rezultă că cel mai potrivit punct pentru injectarea tensiunii de compensare a ondulaţiilor este chiar intrarea amplificatorului de eroare. Reţeaua de injecţie este constituită în cazul nostru din elementele C_1, R_2, P. Rolul condensatorului C_1 este de a separa componenta alternativă de cea continuă. Reglajul corect al potenţiometrului P va reduce ondulaţiile la ieşire.

Rezistenţa R_5 favorizează trecerea componentei alternative de compensare către baza lui T_1. Rolul celorlalte elemente a mai fost discutat anterior.

Amatorul care doreşte să realizeze practic această schemă, trebuie să ţină seama de recomandările făcute în paragrafele precedente. Tranzistoarele T_2 şi T_3 se vor monta pe radiatorul prezentat în fig. 2.14, c.

Pentru reglajul potenţiometrului P care va fi de tip miniatură semireglabil pentru cablaje imprimate, este necesar un osciloscop. În lipsă poate fi folosit un milivoltmetru echipat cu sondă de curent alternativ (care să realizeze rejecţia componentei continue). Se roteşte cursorul potenţiometrului în sensul în care se observă scăderea ondulaţiilor la ieşire pînă se atinge minimul acestor ondulaţii. Reglajul se face la un curent de sarcină de aproximativ 500 mA. Şi o observaţie finală: amatorul poate obţine orice tensiune de ieşire prin simpla înlocuire a diodei Zener cu alta de valoare dorită. Tensiunea de intrare va fi astfel aleasă încît să fie cu 3—12 V mai mare decît tensiunea de ieşire.

Revenind la discutarea metodelor de reducere a ondulaţiilor vom sublinia că există încă multe alte procedee prin care acest scop poate fi atins. Cel prezentat în fig. 2.17, ni se pare însă cel mai potrivit, dacă ceea ce contează în primul rînd, este raportul performanţă/preţ.

O altă modalitate descrisă anterior constă în divizarea rezistenţei de alimentare a colectorului amplificatorului de eroare şi dispunerea unui condensator pen-

tru filtrare suplimentară (v. fig. 2.12, *a* și 2.14, *a*). Deși prețul este relativ scăzut, rezultatele sînt modeste, ondulațiile menținîndu-se încă la un nivel relativ ridicat.

Dispunerea elementului de reglare astfel încît sarcina să fie conectată în colector duce, de asemenea, la micșorarea ondulațiilor față de cazul în care sarcina este conectată în emitor (v. fig. 2.13, *a* și 2.15, *a*), deoarece în acest caz curentul de comandă este furnizat de tranzistorul amplificator de eroare și nu de rezistența din colector.

Generatorul de curent constant prezentat în fig. 2.16, *a* atenuează foarte mult ondulațiile ce se propagă pînă la baza elementului regulator. Montajul este scump, dar prezintă avantajul că duce la o substanțială mărire a factorului de stabilizare a sursei.

În sfîrșit, o altă metodă scumpă dar cu rezultate foarte bune constă din alimentarea amplificatorului de eroare de la o sursă stabilizată independentă.

2.3.5. *Procedeu simplu de reducere a impedanței de ieșire*

După ce am prezentat o metodă de mărire a factorului de stabilizare prin prereglare, o alta de micșorare a ondulațiilor, vom prezenta în paragraful de față un procedeu universal simplu de reducere a impedanței de ieșire.

Rezistența de ieșire nenulă a surselor stabilizate se traduc prin scăderea tensiunii de ieșire o dată cu creșterea curentului de sarcină. Pornind de la această observație se poate imagina o metodă de realizare a unor surse de impedanță nulă. Pentru exemplificare este dată schema din fig. 2.18 care, deși folosește numai două tranzistoare, furnizează o tensiune de ieșire practic constantă și egală cu 9 V, în toată gama curenților de ieșire (0—1 A).

Principiul de funcţionare a stabilizatorului a mai fost prezentat în paragraful 2.3.1 (fig. 2.13, *a*). Elementele noi ale schemei sînt rezistenţele R_2, R_5 şi potenţiometrul *P*.

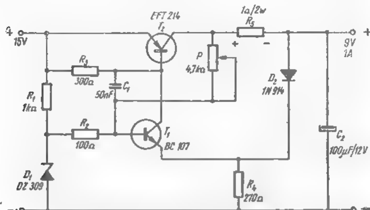


Fig. 2.18. Schema pentru reducerea rezistenţei de ieşire a stabilizatorului.

Rezistenţa R_5 constituie un traductor de curent. Căderea de tensiune la bornele ei este proporţională cu curentul de sarcină.

Prin intermediul potenţiometrului *P*, o fracţiune din această tensiune se aplică pe baza amplificatorului de eroare T_1, modificînd tensiunea de referinţă aplicată acestuia.

Variaţia tensiunii de referinţă este posibilă graţie rezistenţei R_2, dispusă între dioda Zener şi baza lui T_1. Cu cît este mai mare curentul de sarcină cu atît este mai mare şi tensiunea de referinţă. Dacă potenţiometrul *P* este bine reglat se poate obţine o tensiune de ieşire constantă, atunci cînd sarcina variază. Dacă factorul de reacţie este mărit (prin micşorarea valorii lui *P*) se poate obţine chiar şi o sursă cu rezistenţă de ieşire negativă, care să dea o tensiune de ieşire crescătoare atunci cînd curentul de sarcină creşte. Un astfel de tip de sursă cu rezistenţă negativă este folosit în caseto-

foanele moderne pentru menţinerea constantă a turaţiei motoarelor de curent continuu.

Revenind la schema dată, pentru reglarea valorii potenţiometrului P se va proceda după cum urmează: se măsoară valoarea tensiunii de ieşire în gol; se conectează apoi sarcina nominală (1 A) şi se roteşte cursorul potenţiometrului astfel încît tensiunea să ajungă la valoarea măsurată în gol; sursa astfel reglată are impedanţa de ieşire nulă.

Recapitulînd, procedeul constă din alterarea tensiunii de referinţă pe măsură ce curentul de sarcină se modifică. El este universal, adică se poate aplica tuturor tipurilor de stabilizatoare liniare cu reacţie.

Cititorul poate aplica singur principiul care stă la baza schemei din fig. 2.18, la oricare din schemele prezentate în lucrare. Pentru aceasta se va ţine seama de două lucruri şi anume:

— tensiunea de compensare trebuie să aibă faza corectă astfel ca prezenţa ei să acţioneze în sensul creşterii tensiunii la ieşire cînd creşte curentul de sarcină;

— potenţialele punctelor de unde se ia şi unde se introduce tensiunea de compensare trebuie să fie apropiate; în caz contrar se pot produce dereglări importante în funcţionarea stabilizatorului.

Menţionăm că procedeul prezentat permite anularea rezistenţei de ieşire pentru o singură valoare a tensiunii furnizate de stabilizator; deci în cazul în care stabilizatorul poate furniza o tensiune variabilă, procedeul descris permite anularea rezistenţei de ieşire pentru o singură valoare a acesteia.

2.3.6. *Stabilizatoare pentru tensiuni mari*

a *Stabilizator pentru tensiune înaltă cu tuburi electronice*

● **Date tehnice.** În fig. 2.19 este prezentată o variantă clasică, cu tuburi a unui stabilizator de tensiune mare. Valoarea acestei tensiuni este de 250 V şi este

ajustabilă. Curentul de sarcină nominal este de 200 mA la 250 V. La valori mai mici ale tensiunii de ieşire este contraindicat lucrul cu curenţi mari. Aceasta, deoarece

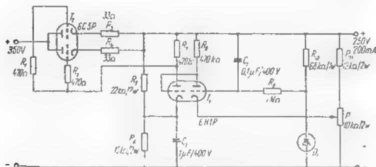


Fig. 2.19. Stabilizator cu tuburi electronice pentru tensiune înaltă

căderea de tensiune pe tubul T_2 creşte astfel că la acelaşi curent de sarcină puterea disipată de elementul regulator este mai mare.

Variaţii de 10% ale tensiunii de intrare provoacă o modificare cu numai 0,1 V a tensiunii de ieşire, ceea ce indică un factor de stabilizare de 250 V. Tensiunea de ieşire este menţinută în limitele a 0,2 V, cînd sarcina variază de la 0 la 200 mA, datorită rezistenţei de ieşire de 1 Ω.

● **Modul de funcţionare**. Montajul este simplu şi ieftin, avînd atît amplificatorul de eroare cît şi elementul regulator echipate cu tuburi duble triode. Cele două jumătăţi ale tubului T_2 sînt dispuse în paralel, cu rezistenţele de egalizare R_3, R_4, ceea ce permite creşterea curentului de sarcină pînă la 200 mA.

Amplificatorul de eroare are două etaje echipate cu cele două jumătăţi ale tubului T_1. Primul etaj, realizat cu jumătatea din dreapta, funcţionează ca amplificator cu grila la masă. Intrarea semnalului se face pe catod prin intermediul potenţiometrului P de 10 kΩ.

Tensiunea de polarizare a grilei este furnizată de dioda Zener de referinţă D_1 de 51 V.

Grupul C_2, R_9 are drept scop suprimarea tendinței de oscilație a stabilizatorului, tendință datorată amplificării mari pe care o posedă.

Catodul jumătății stîngi a tubului T_1 este polarizat de la divizorul R_5, R_6. Acestea permite cuplarea în cascadă a celor două etaje amplificatoare.

Condensatorul C_1 de 1 µF decuplează rezistența R_6 la frecvențe ridicate, îmbunătățind performanțele tranzitorii ale stabilizatorului. Faptul că tuburile lucrează cu grila negativă în raport cu catodul oferă un avantaj esențial amplificatorului de eroare . devine posibilă alimentarea ambelor jumătăți ale tubului T_1 de la tensiunea de ieșire stabilizată. Acest lucru influențează favorabil asupra tuturor performanțelor stabilizatorului.

În ceea ce privește realizarea practică, considerăm că amatorul familiarizat cu montajele cu tuburi nu va întîmpina greutăți. O singură observație · ca sursă de referință a fost indicată dioda Zener 1N978. În lipsă, aceasta se poate înlocui cu oricare alt element stabilizator cu tensiune stabilizată cuprinsă între 45—60 V.

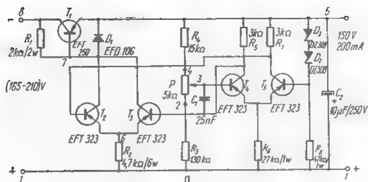
b. *Stabilizator pentru tensiune înaltă cu tranzistoare*

● **Date tehnice**. Replica tranzistorizată a unui stabilizator de tensiune ridicată este prezentată în fig. 2.20, *a*. Valoarea tensiunii de ieșire este de 150 V la un curent în sarcină maxim de 200 mA.

Tensiunea de intrare : 165 V—210 V.
Factorul de stabilizare : $>$250.
Rezistența de ieșire : $<$ 0,5 Ω.
Ondulațiile : $<$ 500 mV.

● **Modul de funcționare** Amplificatorul de eroare cuprinde două etaje diferențiale cuplate în cascadă.

Tensiunea de referință are valoarea de 16 V și este furnizată de diodele Zener D_2, D_3 înseriate. Dispunerea acestor diode (de la baza lui T_5 către minusul sursei) limitează valoarea maximă a tensiunii colector-emitor pentru tranzistoarele amplificatorului de eroare, la 16 V.



b

Fig. 2.20. Stabilizator cu trazistoare pentru tensiune înaltă:
a - schema de principiu; *b* - schema de cablaj

Diferența de tensiune pînă la 150 V este preluată de rezistențele R_2 și R_6. Tensiunea de ieșire este comparată cu cea de referință prin intermediul divizorului R_3, R_4, P. Condensatorul C_1 limitează banda amplificatorului cu 20 dB/decadă preîntîmpinînd apariția oscilațiilor. Tranzistoarele T_4, T_5 furnizează în colectoare o tensiune de eroare diferențială, folosită pentru comanda celui de-al doilea etaj al amplificatorului de eroare, echipat cu tranzistoarele T_2, T_3.

Curentul de colector al tranzistorului T_3 este folosit pentru comanda elementului regulator T_1. Dioda D_1 protejează joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_1 de eventualele tensiuni inverse ce ar putea apare în regim tranzitoriu.

La această schemă se va evita conectarea tensiunii de intrare direct la borne; alimentarea ei se va face printr-un redresor care va fi conectat în permanență la intrarea stabilizatorului, în caz contrar fiind posibilă străpungerea tranzistorului regulator T_1.

După cum se știe, tranzistoarele lucrează cu tensiuni colector-emitor mult mai mici decît tensiunile anod-catod ale tuburilor. Datorită acestui fapt, sursele tranzistorizate ating randamente superioare celor cu tuburi, ceea ce compensează în oarecare măsură robustețea lor mai slabă.

Dacă în schema cu tuburi din fig. 2.19 puterea disipată de tuburi este de 20 W în medie, în cazul variantei tranzistoarele T_1 disipă în medie 8 W și maximum 12 W. Pe de altă parte, tuburile suportă scurtcircuite accidentale de scurtă durată, ceea ce nu este cazul tranzistoarelor, ale căror joncțiuni se străpung ireversibil, în timpi de ordinul microsecundelor.

● **Detalii constructive.** Desenul cablajului imprimat este cel din fig. 2.20, *b*. Montajul va fi executat cu mare grijă, dat fiind tensiunile de lucru ridicate. Erori de execuție pot provoca distrugerea elementelor active ale schemei. Schema este astfel concepută, încît tranzistoarele să preia o tensiune de valoare redusă. Diferența pînă la 150 V a tensiunii de ieșire este preluată de anumite rezistențe. Deoarece curenții de lu-

cru sînt relativ mari (comparînd cu cazul tuburilor electronice), puterile disipate de aceste rezistențe sînt însemnate. În cazul schemei în discuție, rezistențele R_6, R_8 sînt de 1 W, R_1 de 2 W, iar R_2 de 6 W. Rezistența R_2 de 4,7 kΩ/6 W este mai greu de procurat. Amatorul poate însă folosi trei rezistențe de 15 kΩ/2 W, montate în paralel. Toate celelalte rezistențe sînt de 0,5 W.

Tranzistorul regulator T_1 se montează pe radiatorul din fig. 2.14. O atenție deosebită se va acorda montării acestui radiator care trebuie să fie bine izolat de șasiu.

Diodele Zener D_2 și D_3 au fost alese de tipul DZ308. Amatorul poate însă alege orice altă pereche de diode cu tensiuni stabilizate care, înseriate, să furnizeze tot 16 V, ca de exemplu: DZ309 cu DZ307 sau DZ310 cu DZ306.

2.4. Scheme de protecție

Elementul regulator care este, obișnuit, un tranzistor de putere, constituie piesa cea mai scumpă a unui stabilizator de tensiune. Din motive economice, montajul este astfel calculat încît acest tranzistor să lucreze în condiții grele, apropiate de cele limită admisibile. Ca exemple pot fi considerate schemele prezentate anterior, care folosesc tranzistoare de putere tip EFT214 sau EFT 250. În toate cazurile, puterea disipată de aceste tranzistoare era în jur de 15 W, ceea ce justifică utilizarea unui singur tip de radiator, cel din figura. 2.14, c.

În cazul unor condiții de scurtcircuit sau suprasarcină la bornele sursei, amplificatorul de eroare acționează în sensul măririi excesive a curentului ce parcurge elementul regulator, ceea ce are ca efect distrugerea acestuia din urmă prin șoc de curent sau putere disipată peste limita admisibilă. Siguranțele obișnuite, fie ele fuzibile, fie electromagnetice, nu sînt eficace în cazul șocurilor de curent, deorece sînt lente în comparație cu timpul scurt în care suprasarcinile distrug o joncțiune semiconductoare. Este absolut necesar ca rolul

siguranței să fie preluat de dispozitive electronice ultrarapide.

S-au imaginat scheme de protecție care sînt capabile să sesizeze condițiile anormale de funcționare și să limiteze acțiunea amplificatorului de eroare și curentul debitat de sursă atunci cînd aceste condiții sînt detectate.

Protejarea elementului serie este recomandabilă în cazul folosirii surselor pentru alimentarea montajelor experimentale, cînd prin manipulare este posibilă producerea de scurtcircuite sau cînd montajele alimentate pot genera suprasarcini. Nu poate fi concepută deci o sursă de laborator fără un dispozitiv de protecție.

În cele ce urmează sînt prezentate cîteva tipuri și modalități de realizare a protejării elementului regulator.

2.4.1. *Protecția la scurtcircuit*

Există cazuri cînd sursa furnizează o putere la ieșire suficient de mare, pentru ca problema suprasarcinii să nu se mai pună. Cu alte cuvinte, curentul maxim furnizat de sursă este mai mare decît cel absorbit de sarcinile cu care aceasta lucrează.

Persistă însă pericolul distrugerii elementului regulator prin scurtcircuit. Pentru astfel de situații a fost proiectată sursa prezentată în figura 2.21, *a*.

● **Date tehnice.** Sursa este capabilă să furnizeze 3 A la 28 V în condițiile în care tensiunea de intrare variază între 32 V și 38 V.

Factorul de stabilizare: $\geqslant 500$.

Rezistența de ieșire : $< 0{,}03\ \Omega$.

Ondulațiile : < 20 mV.

● **Modul de funcționare.** Stabilizatorul este de tip cu amplificator de eroare diferențial, realizat cu tranzistoarele T_6, T_7. Tensiunea de ieșire este ajustabilă din potențiometrul *P*. Alimentarea colectoarelor T_6 și T_7 se

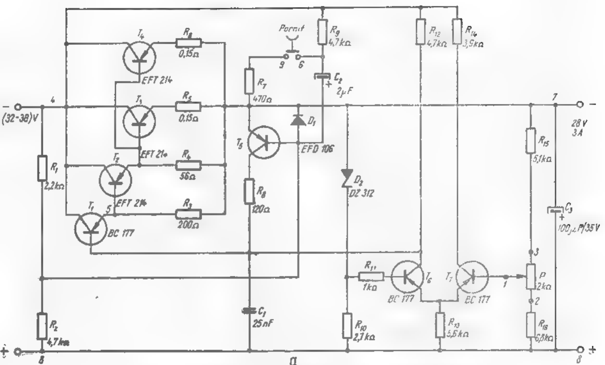


Fig 2.21 Stabilizator cu protecție și buton de reanclanșare
a — schema de principiu.

face de la tensiunea de intrare nestabilizată prin rezistențele R_{12} și respectiv R_{14}.

Tensiunea de referință este furnizată de dioda Zener D_2 cuplată în baza tranzistorului T_6. Ca referință este luat minusul sursei.

Pentru ca amplificatorul de eroare să nu fie suprasolicitat și pentru ca performanțele sale să fie ridicate este necesar să lucreze cu curenți relativ mici. În cazul sursei în discuție, curentul de lucru al amplificatorului de eroare este ceva mai mic decît 3 mA. Curentul pe care trebuie să l debiteze sursa are însă valori importante, de ordinul amperilor. Pentru realizarea adaptării elementului regulator la curenți de comandă scăzuți, au fost prevăzute trei etaje în cascadă realizate cu tranzistoarele T_1, T_2, T_3, T_4. Ultimul etaj conține tranzistoarele T_3 și T_4 montate în paralel cu rezistențele de egalizare a caracteristicilor R_5 și R_6. În felul acesta, puterea disipată de elementul serie poate fi mărită pînă la 30 W, cîte 15 W pe fiecare din cele două tranzistoare. Rezistențele R_3, R_4 ajută la evacuarea sarcinilor stocate în bazele tranzistoarelor la care sînt conectate, îmbunătățind regimul tranzistoriu al stabilizatorului.

Condensatorul C_1 limitează banda amplificatorului de eroare pentru a împiedica apariția oscilațiilor.

Tranzistorul T_5 este elementul activ ultrarapid, care asigură protecția sursei la scurtcircuit. Emitorul acestuia este conectat la tensiunea de ieșire. Polarizarea bazei este asigurată de divizorul R_1, R_2. Valorile rezistențelor R_1 și R_2 sînt astfel alese încît chiar atunci cînd tensiunea de intrare are valoarea maximă, baza lui T_5 să fie la un potențial pozitiv față de emitor, respectiv borna de minus a sursei.

Dioda D_1 limitează tensiunea inversă bază emitor la valori nepericuloase pentru joncțiune. Deci în regim normal tranzistorul T_5 este blocat și nu intervine în funcționarea sursei.

Să presupunem că se provoacă un scurtcircuit la ieșire. Emitorul tranzistorului de protecție T_5 este pus la masă. În aceste condiții tensiunea furnizată de divizo-

rul R_1R_2 polarizează direct joncţiunea bază-emitor a tranzistorului T_5 care se saturează. Se realizează astfel cuplarea bazei lui T_1 la minusul sursei prin rezistenţa R_8 de valoare mică. Curentul furnizat de rezistenţa R_{12} va fi în întregime deviat către ieşire pe calea R_8. Tranzistoarele grupului regulator rămîn astfel fără curent de comandă şi se blochează. Curentul debitat de sursă în scurtcircuit va scădea astfel la o valoare foarte mică, total nepericuloasă pentru tranzistoarele în serie.

O dată comandat, tranzistorul T_5 rămîne saturat şi blochează curentul de ieşire al sursei chiar şi după ce scurtcircuitul la ieşire încetează. Pentru revenirea la situaţia normală a fost prevăzut grupul R_7, R_9, C_2 şi butonul „PORNIT". În timpul scurtcircuitului, condensatorul C_2 se încarcă cu polaritatea din figura 2.21, *a*, cu tensiunea de intrare. După depistarea şi înlăturarea scurtcircuitului se apasă pe butonul „PORNIT". Această acţiune provoacă descărcarea condensatorului C_2 pe traseul D_1, R_7 şi contactele închise ale butonului.

Tranzistorul T_5 se va bloca ca urmare a polarităţii inverse a joncţiunii bază-emitor de către curentul de descărcare a condensatorului C_2. Acest curent durează suficient de mult pentru ca sursa să-şi poată restabili tensiunea la ieşire.

Dispozitivul de protecţie la scurtcircuit prezentat poate îndeplini însă şi alt rol. Divizorul R_1, R_2 poate fi astfel calculat încît să se producă blocarea sursei atunci cînd tensiunea de intrare depăşeşte o anumită valoare. Această valoare este determinată de puterea disipată maxim admisibilă pe elementul serie.

Pentru cazul nostru puterea disipată maxim admisibilă are valoarea de aproximativ 30 W, care se obţine atunci cînd tensiunea de intrare atinge 38 W, la un curent de ieşire de 3 A. Dacă R_1 şi R_2 au astfel de valori încît pentru tensiuni de alimentare mai mari de 38 V tranzistorul T_5 să intre în conducţie, atunci nu va mai exista nici o posibilitate ca puterea disipată de T_3, T_4 să depăşească valoarea admisibilă. Inconvenientul procedeului constă în aceea că protecţia intră în

acțiune chiar și atunci cînd curentul de sarcină are valori reduse, nepericuloase.

● **Detalii constructive.** Desenul cablajului imprimat este cel din fig. 2.21, *b*. Toate elementele schemei sînt

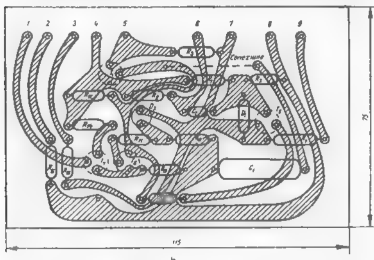


Fig. 2.21. Stabilizator cu protecție și buton de reanclanșare
b — schema de cablaj

de producție indigenă. Tranzistoarele T_6, T_7 ale amplificatorului diferențial sînt de tipul BC177, *pnp* cu Si. Alegerea a fost motivată de faptul că tranzistoarele *pnp* cu germaniu de mică putere, producție IPRS nu rezistă la tensiuni colector-emitor de 38 V. Aceleași motive au stat la baza alegerii lui T_1 de același tip. Din punct de vedere al puterii disipate, tranzistorul T_2 putea fi un AD152, AD155. Aceste tipuri de tranzistoare au însă tensiuni de străpungere mici. Dacă dispunem de condițiile necesare, putem selecta un tranzistor AD152 cu tensiune de străpungere U_{ce} mai mare decît 38 V.

Tranzistoarele T_2, T_3, T_4 se montează pe același radiator. Radiatorul se execută din tablă de aluminiu de 2 mm și are suprafața de 150 cm².

Montarea tranzistoarelor se face direct, fără izolare pentru o mai bună transmisie a căldurii către radiator. Acest lucru este posibil întrucît toate tranzistoarele menționate au colectoarele la același potențial. Vom avea grija unei bune izolări între șasiul sursei și radiator.

Rezistențele de egalizare R_5 și R_6 se execută din sîrmă rezistivă bobinată, fără miez. Sîrma poate fi bobinată inițial pe un creion, de exemplu. Capetele firului se îndoaie în formă de ochi și se prind cu șuruburi. Rezistențele astfel confecționate se montează pe o plăcuță de textolit sau pertinax care va servi ca suport izolator.

2.4.2. *Protecția la supracurent*

Creșterea curentului de sarcină atrage după sine creșterea puterii disipate de elementul regulator. Această remarcă presupune o tensiune de ieșire constantă și variații nesemnificative ale tensiunii de intrare. Există o valoare limită maximă a curentului de ieșire pentru care puterea disipată de elementul serie o egalează pe cea admisibilă. Depășirea acestei valori limită duce la supraîncălzirea și distrugerea regulatorului.

Dispozitivul de protecție la scurtcircuit devine ineficace în astfel de cazuri. Se poate însă recurge la o altă metodă de protecție, pe care o vom numi protecție la supracurent, și care constă în controlarea curentului maxim debitat de sursă prin limitarea lui la valori nepericuloase pentru elementele stabilizatorului.

Metoda este mult folosită, fiind foarte eficace și realizabilă practic cu mijloace minime.

Dintre variantele dispozitivelor de protecție la supracurent, două din ele vor fi prezentate și descrise în cele ce urmează.

a. Protecția la supracurent în cazul unui stabilizator cu preregulator

Schema unui stabilizator cu preregulator protejat la supracurent este dată în fig. 2.22, *a*.

● **Date tehnice.** Tensiunea de ieșire este reglabilă de la 8,5 la 24 V. Curentul de sarcină este limitat la valoarea de 500 mA.

Factorul de stabilizare: >150.

Rezistența de ieșire: $<100\ m\Omega$.

Ondulațiile: $<20\ mV$.

Sursa rezistă la scurtcircuite accidentale de scurtă durata (2—3)s.

● **Modul de funcționare.** Schema stabilizatorului cu preregulator a fost comentată în paragraful 2.3.3. Vom prezenta de aceea numai elementele noi ce apar în cazul protejării la supracurent.

Tranzistorul T_1 joacă un dublu rol: generator de curent constant în funcționare normală și limitator de curent în condiții de suprasarcină. Pentru îndeplinirea acestui din urmă rol au fost introduse dioda D_2 și rezistența R_3. Căderea de tensiune pe rezistența R_4 este constantă și are valoarea de aproximativ 3 V.

Căderea de tensiune pe rezistența R_5 este proporțională cu curentul de sarcină. Polaritatea acestei tensiuni este în sensul deschiderii diodei D_2. Tensiunea de 3 V pe R_4 polarizează însă invers dioda, menținînd-o blocată pînă la un curent de sarcină de 500 mA. La această valoare a curentului, căderea de tensiune pe R_5 devine egală cu tensiunea constantă oferită de R_3. Tensiunea anod-catod a diodei D_2 devine egală cu zero. O creștere suplimentară a curentului de sarcină are ca efect deschiderea diodei. O parte a curentului de sarcină este deviat pe traseul D_2, R_4. În tot acest timp, pe baza lui T_1 continuă să se aplice o tensiune constantă, deci se menține constantă și tensiunea pe rezistența R_4. Dar aceasta nu se poate realiza decît pe calea scăderii curentului de colector al tranzistorului T_1. Rolul acestuia de generator de curent constant s-a încheiat. Pe măsură ce sarcina crește, curentul colectorului T_1 scade, avînd ca efect limitarea creșterii cu-

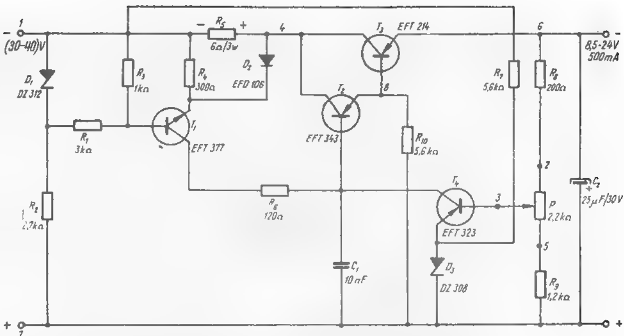


Fig. 2.22 Stabilizator cu preregulator protejat la supracurent.
a — schema de principiu.

rentului debitat de sursă. Impedanța de ieșire a stabilizatorului capătă valori foarte mari.

Forma caracteristicii tensiune curent a sursei este ilustrată în fig. 2.22, *b*.

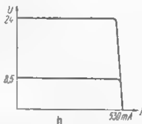


Fig. 2.22. Stabilizator cu preregulator protejat la supracurent :
b — caracteristica curent-tensiune.

Valoarea de scurtcircuit de scurtă durată a curentului este de aproximativ 530 mA.

Întreg dispozitivul de protecție nu comportă deci decît două elemente în plus față de schema neprotejată ; o diodă și o rezistență. Este una din cele mai simple și mai ieftine metode de protecție ; are însă dezavantajul că nu se poate aplica decît în cazul surselor cu preregulator.

Pentru surse cu alte valori ale curenților de ieșire, putem dimensiona rezistența R_5 după relația aproximativă :

$$R_5 \cdot I_{S_1} \approx U_{R3}, \qquad (2.5)$$

unde I_{S_1} este curentul limitat, iar U_{R3} este căderea de tensiune pe rezistența R_3, adică :

$$U_{R3} \approx \frac{R_3}{R_1+R_3} U_{D1}. \qquad (2.6)$$

În relațiile de calcul prezentate s-a considerat că dioda D_2 și joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_1 au caracteristici cît mai apropiate.

● **Detalii constructive.** Desenul plăcuței imprimate este cel din fig. 2.22, *c*.

Rezistența R_5 de 6 Ω, mai greu de procurat, poate fi improvizată prin montarea în paralel a trei rezistențe de 18 Ω/1 W sau patru rezistențe de 24 Ω/0,5 W.

În ceea ce priveşte alegerea tranzistoarelor, se recomandă selectarea unor exemplare cu tensiuni de străpungere ridicate.

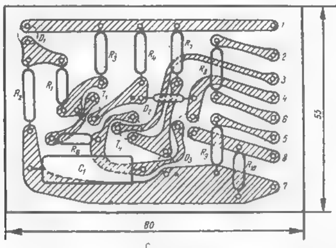


Fig 2.22. Stabilizator cu preregulator protejat la supracurent :
c — circuitul imprimat.

Tranzistorul T_3 se montează pe un radiator de tipul celui din figura 2.14, c. Pentru o mai bună conductanţă termică este preferabil ca suprafeţele de contact să se ungă cu vaselină siliconică, bună conducătoare termică (compound siliconic).

b. *Protecţia la supracurent în cazul surselor fără preregulator*

● **Date tehnice :**

Tensiunea nominală de ieşire ajustabilă : 6 V.
Curentul de sarcină : 2 A.
Factorul de stabilizare : >300.
Rezistenţa de ieşire : <15 m Ω.
Ondulaţiile : <10 mV.
Tensiunea nominală de alimentare : 12 V.

● **Modul de funcționare.** Schema din figura 2.23 reprezintă o sursă stabilizată fără preregulator protejată la suprasarcină.

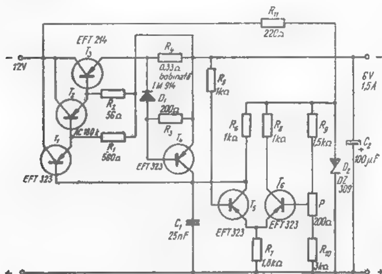


Fig 2.23. Stabilizator fără preregulator protejat la supracurent

Amplificatorul de eroare este de tip diferențial echipat cu tranzistoarele T_5 și T_6. Alimentarea amplificatorului se face de la tensiunea stabilizată de 9 V, furnizată de dioda Zener D_2 de tip DZ309. Tensiunea de referință este furnizată de aceeași diodă Zener, prin intermediul divizorului R_9, P, R_{10} Tensiunea de ieșire este menținută egală cu tensiunea de referință ajustabilă. Existența unei inegalități între tensiunea de ieșire și cea de referință duce la apariția unei tensiuni de eroare în colectorul lui T_5, tensiune care va comanda grupul regulator T_1, T_2, T_3 în sensul compensării diferenței sesizată de amplificatorul de eroare.

Tranzistoarele T_1, T_2, T_3 sînt montate în cascadă pentru realizarea adaptării la curentul mic de comandă

furnizat de T_5. Alimentarea amplificatorului diferențial T_5, T_6 de la o tensiune stabilizată explică menținerea ondulațiilor la ieșire la un nivel scăzut.

Protecția la supracurent este realizată cu dioda D_1, tranzistorul T_4 și rezistențele R_3, R_4. Rezistența R_4 joacă rolul unui traductor de curent. Tensiunea la bornele sale este proporțională cu curentul de sarcină. Dioda D_1 este de tip cu siliciu. După cum se știe, joncțiunile semiconductoare cu Si prezintă în sens direct o caracteristică cu prag. Pentru o tensiune aplicată mai mică decît 0,6—0,7 V aceste joncțiuni rămîn blocate.

În cazul schemei în discuție, pentru un curent de sarcină pînă la 2 A, dioda D_1 rămîne blocată. Tranzistorul T_4 nu primește curent de bază, fiind de asemenea blocat.

Cînd curentul de sarcină depășește 2 A, dioda D_1 se deschide și furnizează un curent de bază lui T_4. Deblocarea tranzistorului T_4 atrage după sine micșorarea curentului de bază al lui T_1. Curentul furnizat de amplificatorul de eroare este parțial absorbit de colectorul lui T_4. Drept urmare, se produce o limitare a curentului de ieșire la o valoare în jur de 2 A.

Dacă tranzistorul T_4 este cu Si (de exemplu BC177, 178) se poate renunța la dioda D_1 și rezistența R_3. Caracteristica cu prag este oferită de joncțiunea bază-emitor a tranzistorului.

Menționăm că sursa suportă numai scurtcircuite care nu depășesc 2—3 A, tranzistorul serie fiind protejat numai la supracurent, nu și în ceea ce privește puterea disipată.

● **Detalii constructive.** Din schemele prezentate anterior deținem aproape toate datele necesare realizării practice a montajului.

Menționăm că rezistența R_4 de 0,33 Ω trebuie să fie confecționată din sîrmă rezistivă prin bobinare în aer. Prinderea ei se face cu șuruburi.

Deoarece puterea maximă disipată de T_3 atinge 12 W se montează grupul T_2, T_3 pe radiatorul din figura 2.14, *c*. Pentru tranzistorul T_1 nu este necesar un radiator.

Protecția la supracurent, așa cum s-a arătat, are dezavantajul că, în cazul unui scurtcircuit de durată, cînd căderea de tensiune pe tranzistorul serie egalează tensiunea de intrare, puterea disipată o poate depăși

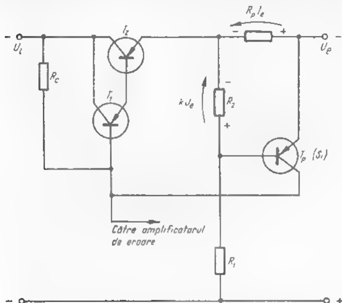


Fig. 2.24. Schema de protecție combinată.

pe cea admisibilă. Scurtcircuitele de scurtă durată pot fi suportate, datorită capacității termice a ansamblului de răcire. Acest neajuns poate fi depășit dacă schema dispozitivului de protecție la supracurent este modificată, așa cum se arată în figura 2.24. Se obține o limitare a curentului dependentă de tensiunea de ieșire. La tensiuni mici, curentul limitat are valori mai scăzute decît la tensiuni mari.

● **Modul de funcționare.** Tranzistorul de protecție T_p poate fi cu Si sau cu Ge.

Rolul caracteristicii cu prag este preluat de divizorul R_1, R_2. Acesta furnizează bazei lui T_p o tensiune kU_e în sensul blocării acestuia. Rezistenţa R_p prezintă la borne o tensiune proporţională cu curentul de ieşire I_e. Această tensiune tinde să deschidă joncţiunea bază-emitor a lui T_p.

Fie I_{e1} curentul de ieşire la care are loc limitarea. Se poate scrie:

$$R_p I_{e1} - \frac{R_2}{R_1+R_2} U_e = U_{BE_p}, \qquad (2.7)$$

unde U_{BE_p} este tensiunea de deschidere a joncţiunii bază-emitor a tranzistorului T_p. Această tensiune poate fi de circa 0,7 V pentru tranzistoare cu Si, sau poate fi neglijabilă în cazul tranzistoarelor cu Ge.

După cum se vede, curentul limitat depinde, în cazul acestei scheme, de tensiunea de ieşire, datorită prezenţei divizorului R_1, R_2. Cu cît tensiunea de ieşire este mai mică, cu atît curentul limitat are valori mai mici.

În cazul unui scurtcircuit se poate scrie:

$$R_p I_{e1\,scurt} = U_{BE_p}. \qquad (2.8)$$

Relaţia (2.8) serveşte pentru proiectarea rezistenţei R_p. Aceasta se alege astfel încît curentul de scurtcircuit să nu determine o putere disipată de elementul serie peste cea admisibilă.

În cea de-a doua fază se proiectează divizorul R_1, R_2 după relaţia (2.7), astfel încît la tensiunea de ieşire nominală curentul limitat să fie cel dorit.

O a doua relaţie folosită împreună cu relaţia (2.7) pentru proiectarea divizorului R_1, R_2 ţine cont de curentul absorbit:

$$\frac{U_{eM}}{R_1+R_2} = (5—10)\ \text{mA}, \qquad (2.9)$$

unde U_{eM} este valoarea maximă a tensiunii de ieşire (cînd această tensiune este reglabilă).

2.5. Stabilizatoare cu performanţe ridicate

2.5.1. *Sursă de tensiune variabilă (3—24 V ; 2,5 A)*

● **Date tehnice.** Schema sursei este dată în fig. 2.25 şi a fost astfel concepută încît tensiunea de ieşire să poată varia între 3 V şi 24 V.

Tensiunea de intrare : 28—35 V.

Curentul de ieşire maxim : 2,5 A.

Curentul de scurtcircuit este menţinut la 0,7 A graţie dispozitivului de protecţie la suprasarcină cu care a fost înzestrată sursa.

Factorul de stabilizare : $>$1 500.

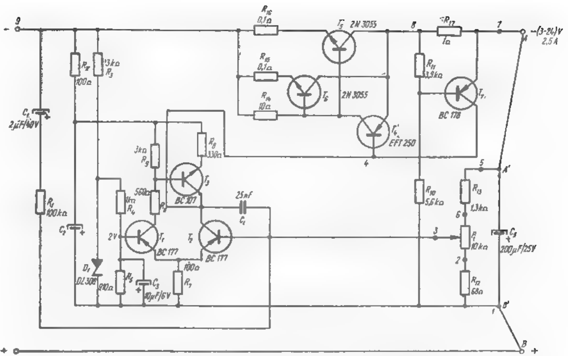
Rezistenţa de ieşire : $<$5 mΩ.

Ondulaţiile : $<$3 mV.

● **Modul de funcţionare.** Amplificatorul de eroare cu amplificare ridicată este de un tip special utilizînd tranzistoarele T_1, T_2, T_3.

Tranzistoarele T_1 şi T_2 sînt montate diferenţial, semnalele din colectoarele lor fiind în antifază. T_3 este comandat de T_1, furnizînd astfel un semnal în fază cu T_2. Semnalul pentru comanda elementului regulator va fi suma semnalelor furnizate de T_2 şi T_3. Acest tip de montaj permite folosirea ambelor semnale ale amplificatorului diferenţial. El poate fi privit şi ca un amplificator cu preregulator. Numai că în cazul de faţă tranzistorul T_3 nu mai este un generator de curent constant ci de curent variabil, a cărui valoare este dictată de T_1. Amplificarea care rezultă este astfel mai mare decît în cazul preregulatorului.

Tensiunea de referinţă se obţine de la divizorul R_4, R_5 alimentat de la tensiunea stabilizată de dioda Zener D_1. Condensatorul C_3 are rol de filtrare. Datorită divizorului R_4, R_5 tensiunea de referinţă este adusă la nivelul de 2 V, ceea ce face posibilă obţinerea unor tensiuni de ieşire de valori mici.



a

Fig. 2.25. Stabilizator cu performanțe superioare (varianta I):
a — schema de principiu.

Tranzistorul T_3 nu este sensibil la variațiile tensiunii de alimentare ci numai la variațiile curentului de colector al lui T_1. În plus, pentru alimentarea amplificatorului de eroare se folosește grupul de decuplare R_2, C_2. De aceea, amplificatorul singur este capabil să mențină ondulațiile la ieșire la un nivel scăzut.

Pentru obținerea unui nivel al ondulațiilor încă și mai scăzut, a fost introdus grupul R_1, C_1. Rolul acestuia este de a introduce pe intrarea amplificatorului de eroare o componentă alternativă proporțională cu ondulațiile tensiunii de intrare, componentă ce se suprapune peste tensiunea de ieșire. Datorită acțiunii amplificatorului de eroare, la ieșire se obține o componentă în antifază cu ondulațiile ce se propagă direct în elementul regulator. La un factor de reacție bine reglat se obține o tensiune de ieșire, practic fără ondulații. Procedeul a mai fost descris în paragraful 2.3.4.

Schema de protecție la suprasarcină conține rezistențele R_{17}, R_{10}, R_{11} și tranzistorul T_7. Rezistența R_{17} constituie traductorul de curent. Tensiunea la bornele sale este proporțională cu curentul de sarcină.

Divizorul R_{10}, R_{11} furnizează o tensiune proporțională cu tensiunea de ieșire, polaritatea acesteia fiind în sensul blocării lui T_7. La curentul limită T_7 se deschide și micșorează curentul de comandă al elementului serie. Relațiile de proiectare pentru o astfel de schemă de protecție au fost date la 2.4.2, c. Curentul este limitat la o valoare ce variază proporțional cu tensiunea de ieșire.

Cînd tensiunea are valoare mică, curentul limitat este mic. Pentru valori mai mari ale tensiunii, curentul limitat crește. Aceasta face posibilă menținerea într-un domeniu de variație destul de restrîns a puterii disipate de tranzistoarele serie.

● **Detalii constructive.** Desenul cablajului imprimat este dat în figura 2.25, b. Puterea disipată de grupul regulator atinge aproximativ 32 W. De aceea elementul serie conține două tranzistoare T_5 și T_8 montate în paralel cu rezistențele de egalizare R_{15}, R_{16}. Tranzistorul T_4 realizează adaptarea cu amplificatorul de eroare.

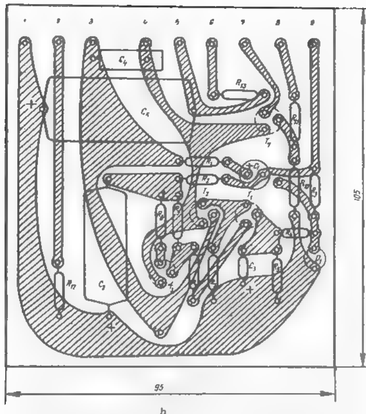


Fig. 2.25 Stabilizator cu performanțe superioare (varianta I): *b* — schema de cablaj.

Tranzistoarele T_5 și T_6 se montează pe același radiator, prezentat în fig. 2.25, *c*.

Rezistențele R_{15}, R_{16}, R_{17} sînt confecționate din sîrmă rezistivă, prin bobinare. Capetele se vor îndoi în ochiuri pentru a face posibilă prinderea lor cu șuruburi.

În cazul surselor de puteri ridicate, problema realizării cablajului capătă o importanță deosebită. Curenții de ieșire intenși provoacă, chiar în cazul unor rezis-

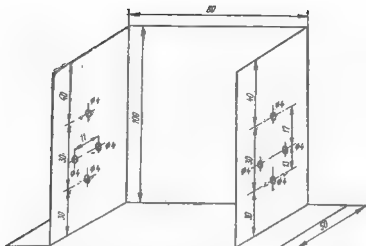


Fig. 2.25 Stabilizator cu performanțe superioare (varianta I):
c — radiator pentru elementele de reglaj serie

tențe ale firelor de conexiune de ordinul zecimilor de ohm, căderi de tensiune suficient de mari pentru a pune în pericol performanțele stabilizatorului.

Amplificatorul de eroare se execută, de aceea, separat, conectarea lui la tensiunea de ieșire făcîndu-se chiar la bornele stabilizatorului. Căderile de tensiune pe liniile parcurse de curentul de ieșire, trasate îngroșat în figura 2.25, *a* nu vor mai fi sesizate la ieșire. Firele de legătură cu colectoarele și emitoarele tranzistoarelor serie ca și cablul de masă, se vor executa cu sîrmă lițată de cel puțin 1,2 mm diametru, iar bornele *A′* și *B′* ale plăcuței de cablaj imprimat se vor conecta direct la bornele de ieșire ale sursei.

Rezistența R_1 se ajustează în sarcină de 1, 2 A la circa 15 V tensiune de ieșire pentru obținerea unui minim al ondulațiilor.

Dacă stabilizatorul alimentează un consumator aflat la distanță, pentru a se obține o stabilizare optimă chiar

la bornele acestuia, se poate utiliza soluția sugerată la fig. 2.25, *d*. După cum se vede, în acest caz conductoarele *AA″* și *BB″* servesc pentru transportul energiei de

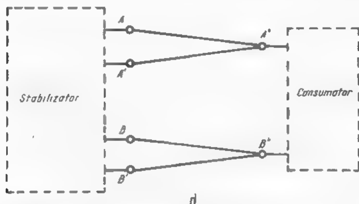


Fig 2 25. Stabilizator cu performanțe superioare (varianta I) · *d* — conectarea stabilizatorului la un consumator aflat la distanță.

la sursă la consumator, iar conexiunile *A'A″* și *B'B″* transmit informația asupra tensiunii existente la bornele consumatorului, la intrarea amplificatorului în eroare. Se reușește în acest fel să se evite ca rezistența proprie a conductorului *AA″* și *BB″* să se adauge la rezistența de ieșire a stabilizatorului.

2.5.2. *Sursă de tensiune variabilă 18—40 V/2 A*

● **Date tehnice.** Stabilizatorul din fig. 2.26, *a*, este destinat obținerii unor tensiuni mai ridicate, inaccesibile celui prezentat în fig. 2.25, *a*.

Tensiunea de ieșire este reglabilă între 18—40 V la un curent de ieșire maxim de 2 A.

Tensiunea de alimentare : 45—55 V.

Sursa este protejată la suprasarcină și este prevăzută cu reacție pentru minimizarea ondulațiilor.

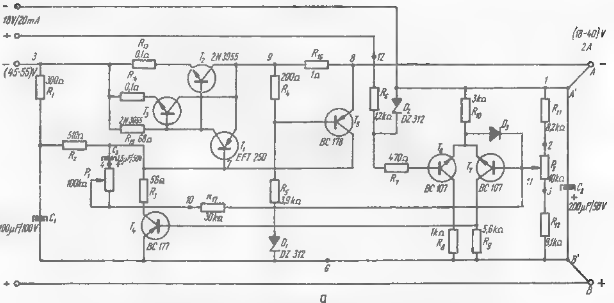


Fig 3.26 Stabilizator cu performanțe superioare (varianta a II-a):
a – schema de principiu

Curentul de scurtcircuit : (0,6—0,7) A.
Factorul de stabilizare : $> 1\,000$.
Rezistența de ieșire : $< 5\ m\Omega$.
Ondulațiile : **3 mV.**

● **Modul de funcționare.** Sursa de față exemplifică încă o modalitate de realizare a amplificatorului de eroare. Tranzistoarele T_6, T_7 de tip *npn* sînt montate diferențial Semnalul de eroare cules în colectorul lui T_7 este amplificat suplimentar de tranzistorul T_4, care comandă baza lui T_1.

Tensiunea furnizată de dioda Zener D_2 (12 V) este aplicată în baza lui T_6. Cu ea se compară tensiunea de ieșire aplicată prin divizorul R_{11}, R_{12}, P_2, pe baza lui T_7.

Tensiunea de referință a fost luată față de minusul sursei. Datorită acestui fapt și deoarece tensiunea de ieșire este variabilă, este necesar ca transformatorul de alimentare să posede o înfășurare separată cu care să se realizeze alimentarea diodei Zener. În condiții de scurtcircuit, întrucît tensiunea nu se menține apar tensiuni inverse pe joncțiunea emitor-bază a lui T_7. În scopul limitării acestor tensiuni la valori nepericuloase, a fost prevăzută dioda D_3.

Rețeaua R_{17}, P_1, C_3 minimizează ondulațiile la ieșire. Acțiunea ei este cunoscută (§ 2.3.4. și § 2.5.1).

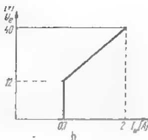
În ceea ce privește protecția la suprasarcină, aceasta este realizată ca și în schema precedentă (fig. 2.25, *a*) prin limitarea curentului la o valoare dependentă de tensiune. În plus, apare dioda Zener D_1 de 12 V. Datorită acesteia, curentul limitei scade aproximativ liniar cu tensiunea pînă la 12 V, după care rămîne constant și egal cu valoarea de scurtcircuit. Aceasta, deoarece tensiunea furnizată de divizorul R_4, R_5, are expresia :

$$U_{R4, R5} - \frac{R_4}{R_4+R_5}(U_e - U_{D1}). \qquad (2.10)$$

Se obține astfel o caracteristică de limitare frîntă cu o cădere rapidă pînă la 12 V, avantajoasă din punctul de vedere al puterii disipate pe regulatoarele serie.

Această caracteristică, prezentată în fig. 2.26, *b* arată că valoarea maximă a curentului pe care îl poate furniza sursa, este diferită, în funcție de valoarea tensiunii

Fig 2.26. Stabilizator cu performanţe superioare (varianta a II-a):
b — caracteristica externă a stabilizatorului.



la ieşire, astfel, dacă la 40 V sursa poate furniza un curent maxim de 2 A, valoarea acestuia scade la circa 0,9 A la o tensiune minimă de 18 V.

● **Detalii constructive.** Desenul cablajului imprimat este dat în fig. 2.26, c.

Pentru obţinerea unor performanţe superioare şi aici a fost folosită alimentarea amplificatorului de eroare separat. Conectarea bornelor de sesizare a tensiunii de ieşire *A'*, *B'* se face direct la bornele ***A***, *B* ale sursei. Tensiunile de lucru fiind mari, au fost indicate tranzistoare BC 107 şi EFT 250, capabile să suporte, primele două 45 V, iar ultimele 60 V.

Rezistenţele R_{14}, R_{15} şi R_{16} se vor executa din sîrmă rezistivă prin bobinare şi fixare cu şuruburi.

Potenţiometrul P_1 se reglează pentru un minimum al ondulaţiilor la aproximativ 30 V şi 1 A. Puterea maximă disipată de tranzistoarele serie este de aproximativ 38 W. De aceea ele se vor monta pe radiatorul din fig. 2.25, c.

2.6. Amplificator de eroare universal

În încheiere se va prezenta un amplificator de eroare cu posibilităţi de întrebuinţare multiple.

● **Date tehnice.** Tensiunea de alimentare poate lua valori în domeniul 8,5—45 V. În tot acest interval tensiunea de referinţă este absolut stabilă.

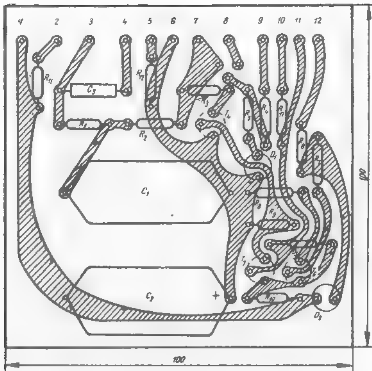


Fig 2.26 Stabilizator cu performanțe superioare (varianta a II-a) .
c — schema de cablaj

Poate fi folosit atît la sursele liniare cît și la cele lucrînd în regim de comutație. Tensiunea de ieșire poate fi reglată de la 2,5 V la 40 V pentru sursele liniare și de la 2,5 V la 30 V, pentru sursele în comutație.

Amplificatorul este prevăzut cu protecție de scurtcircuit.

● **Modul de funcționare.** Schema amplificatorului este dată în fig. 2.27, *a*.

Tensiunea de referință este generată prin intermediul unei scheme similare celei din fig. 2.11. Ea cuprinde

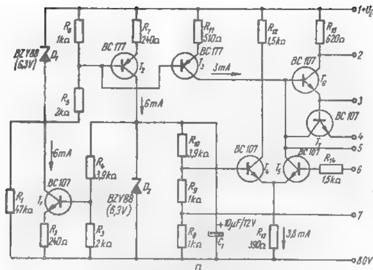


Fig. 2.27. Amplificator de eroare universal:
a — schema de principiu.

diodele Zener D_1 şi D_2, tranzistoarele T_1 şi T_2, divizoarele rezistive R_3, R_4 şi R_5, R_6, precum şi rezistenţele R_1, R_2, R_7.

Tranzistoarele T_2 şi T_1 lucrează ca generatoare de curent constant, dat fiind faptul că pe bazele lor se aplică o fracţiune din tensiunile stabilizate furnizate de diodele Zener D_1 şi D_2. La rîndul lor, aceste diode sînt alimentate cu curenţi constanţi debitaţi de T_1 şi T_2.

Acest procedeu garantează insensibilitatea tensiunii de referinţă faţă de variaţiile tensiunii de alimentare.

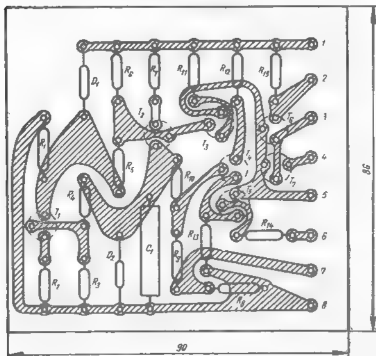
Tensiunea de referinţă furnizată de dioda D_2 are o valoare prea ridicată pentru a permite obţinerea unor tensiuni de ieşire scăzute. De aceea, ea este coborîtă pînă la nivelul 2,1 V înainte de a fi aplicată amplificatorului diferenţial prin intermediul divizorului R_8, R_9, R_{10}.

Tensiunea de ieşire şi cea de referinţă sînt comparate şi amplificate diferenţial de tranzistoarele T_4 şi T_5. Pentru obţinerea unei amplificări ridicate, colectorul

lui T_5 este alimentat de la generatorul de curent constant realizat cu T_3 și R_{11}.

Tensiunea constantă necesară bazei lui T_3 este furnizată, de același divizor R_5, R_6 care are rol în generarea tensiunii de referință.

Din motive de putere disipată, precum și pentru realizarea unei amplificări ridicate, toate tranzistoarele lucrează la nivel mic de curenți. Curentul de comandă, relativ mare, reclamat de grupul regulator de putere se obține prin intercalarea tranzistorului T_6 între colectorul lui T_5 și ieșirea amplificatorului.



b

Fig. 3.27. Amplificator de eroare universal:
b – schema de cablaj.

Tranzistorul T_7 este cel ce realizează protecția la suprasarcină. Priza de la divizorul R_8, R_9 scoasă la borna 7 este folosită în cazul surselor în comutație. Explicațiile necesare se găsesc la § 3.5.

● **Detalii constructive.** Desenul cablajului imprimat este cel din fig. 2.27, *b*.

Pentru realizarea unei bune comportări chiar și atunci cînd temperatura variază, toate tranzistoarele folosite sînt de tip cu Si de producție indigenă IPRS. Au fost alese tranzistoarele *npn* BC107 și cele *pnp* BC177, deoarece acestea rezistă la o tensiune colector-emitor de 45 V, făcînd posibilă folosirea amplificatorului într-o plajă largă a tensiunii.

Diodele Zener D_1 și D_2 sînt de tip BZY88 de 6,3 V, stabile cu temperatura. Dacă acestea nu se pot procura, se pot folosi și alte tipuri, însă cu condiția ca tensiunea stabilizată să fie cuprinsă în limitele 6—6,3 V.

Toate rezistențele folosite sînt de 0,5 W, 10%.

2.7. Sursă stabilizată

● **Date tehnice.** În figura 2.28 este prezentată schema unei surse stabilizate, capabilă să debiteze 3 A la 15 V.

Tensiunea de alimentare: 20 V + 15%.
Factorul de stabilizare: $>$ 1 500.
Rezistența de ieșire: $<$ 5 mΩ.
Ondulațiile: $<$ 10 mV.

Sursa este protejată la suprasarcină, curentul limitat fiind mai mic atunci cînd tensiunea de ieșire scade. Curentul de scurtcircuit are valoarea aproximativă 1 A.

● **Modul de funcționare.** După cum se vede din schema de conectare a amplificatorului de eroare, semnalul de comandă este cules din colectorul tranzistorului T_6 al amplificatorului de eroare (v. fig. 2.27, *a*). Acest semnal este în fază cu cel de intrare, cules de pe divizorul R_5, R_6. Pentru realizarea reacției negative globale este folosit grupul T_1, T_2, în care tranzistorul T_2 este inversor de fază.

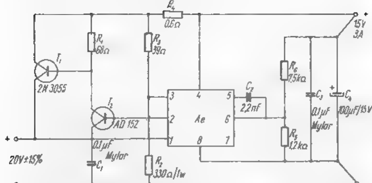


Fig. 2.28. Stabilizator liniar folosind schema din fig. 2.27, *a*.

Modul de funcționare a protecției la suprasarcină a mai fost descris în paragrafele anterioare.

Amplificatorul de eroare are o bună comportare la frecvențe înalte. De aceea condensatorul C_2 de compensare are valoare relativ mică, de numai 2,2 nF. Pentru neutralizarea inductanței condensatoarelor electrolitice de filtraj au fost prevăzute condensatoarele C_1 și C_3.

● **Detalii constructive.** Tranzistorul T_1 trebuie să fie de tip *npn* de mare putere, capabil să disipe 24 W. A fost ales tipul 2N3055 care va fi montat pe un radiator similar celui din fig. 2.25, *a*.

Tranzistorul T_2 disipă mai puțin de 2 W. El poate fi un AD152 care se va monta pe un radiator separat de dimensiunile celui din figura 2.12, *c*.

Condensatoarele C_1 și C_3 este preferabil să fie de tip Mylar.

În § 3.5 se prezintă schema unui stabilizator lucrînd în comutație, care folosește amplificatorul de eroare universal.

Capitolul 3

Stabilizatoare în comutație

3.1. Elemente componente

După cum s-a menționat anterior, stabilizatoarele în comutație au un mod de funcționare principial deosebit de cele liniare. În cazul lor, elementul esențial il constituie comutatorul, care are rolul de a transfera energia de la sursa primară la consumator în mod intermitent, asigurînd totodată și stabilizarea tensiunii.

Stabilizatoarele de tensiune în comutație pot fi de tip cu oscilator independent sau de tip autooscilant.

La stabilizatoarele cu oscilator independent impulsurile furnizate de acestea sînt prelucrate convenabil pentru ca, aplicate elementului comutator să asigure stabilirea tensiunii la ieșire.

Stabilizatoarele autooscilante reprezintă oscilatoare de putere care funcționează în regim de relaxare, fiind în același timp autocomandate pentru a asigura stabilizarea tensiunii le ieșire. Stabilizatoarele autooscilante sînt, în ultimul timp, utilizate mai frecvent întrucît prezintă avantajul unui randament ridicat și al unui număr redus de componente.

În cele ce urmează se vor face unele recomandări de care trebuie să se țină seama la realizarea stabilizatoarelor în comutație.

● **Elementul comutator** este în general, un tranzistor de putere care trebuie să prezinte caracteristici cît mai apropiate de un comutator ideal. Aceasta înseamnă că el trebuie să posede :

— rezistență cît mai mică în stare de conducție ;

— rezistență cît mai mare (curent rezidual cît mai mic) în stare de blocare ;

— pierderi de putere cît mai mici în perioadele de trecere de la starea de conducție la starea de blocare și, invers.

Randamentul stabilizatoarelor de tensiune în comutație este determinat în esență de puterea pierdută pe elementul comutator. Nu se va intra în amănunte în ceea ce privește calculul acestei puteri. Se menționează numai că ea depinde atît de curentul care se întrerupe cît și de tensiunea la care se face comutarea și că o pondere importantă o au pierderile care apar în timpul comutării și care sînt cu atît mai mici cu cît comutarea se face mai rapid. Acest fapt determină alegerea frecvenței de comutație în funcție de viteza de trecere din starea de conducție în starea de blocare și invers, a tranzistorului folosit ca element comutator. Astfel, dacă se folosesc tranzistoare cu germaniu, de tip AD152/155, EFT250, ASZ18, se recomandă folosirea unei frecvențe de comutare de 1—5 kHz. În cazul cînd se folosesc tranzistoare cu siliciu de tip 2N3055 se poate utiliza o frecvență de comutare de 4—15 kHz.

Este evident că în afară de aceasta, tranzistorul folosit ca element comutator trebuie să suporte tensiunea (în stare de blocare) și curentul (în stare de conducție), la care se face comutarea.

Acestea se determină în felul următor :

La scheme coborîtoare de tensiune, ca aceea din fig. 1.3, *a*, dacă T este perioada de comutare iar t_1 și t_2 sînt respectiv timpii de conducție și blocare ($t_1+t_2=T$), valoarea tensiunii la ieșire este :

$$U_e=U_i\frac{t_1}{T}, \tag{3.1}$$

iar valoarea curentului :

$$I_e = T_i \frac{T}{t_1}. \tag{3.2}$$

Comutatorul trebuie să întrerupă un curent egal cu I_e și să suporte o tensiune egală cu U_i.

La scheme ridicătoare de tensiune (fig. 1.3, *b*), păstrînd aceleași relații, tensiunea U_e are valoarea :

$$U_e = U_i \frac{T}{t_1}, \tag{3.3}$$

iar curentul :

$$I_e = I_i \frac{t_1}{T}. \tag{3.4}$$

Comutatorul trebuie să întrerupă un curent egal cu I_i și să suporte o tensiune egală cu U_e.

La scheme inversoare de polaritate (fig. 1,3, c) tensiunea U_e are valoarea :

$$U_e = U_i \frac{t_2}{t_1} \tag{3.5}$$

iar curentul :

$$I_e = I_i \frac{t_1}{t_2}. \tag{3.6}$$

Comutatorul trebuie să întrerupă un curent egal cu $I_i \frac{T}{t_1}$ și o tensiune egală cu $U_i + U_e$.

Valorile determinate prin relațiile (3.1—3.6) sînt valabile riguros pentru cazul cînd nu există pierderi. În realitate existența acestora necesită majorarea valorilor sus amintite cu circa 10—20%.

● **Bobina de acumulare** este elementul care are rolul de a înmagazina energia de la sursa primară și a o transmite către consumator. Fiecare din aceste operații se face fie continuu, fie intermitent, după cum stabili-

zatorul este de tip coborîtor, ridicător de tensiune sau inversor de polaritate. Determinarea valorii bobinei se face, în principal, în funcţie de frecvenţa de comutare şi este cu atît mai mare cu cît aceasta este mai mică. De aici concluzia că este avantajos să se folosească frecvenţa cea mai mare pe care o poate admite elementul comutator folosit. Dimensionarea bobinei (alegerea miezului şi a numărului de spire) este determinată, în afară de aceasta, şi de valoarea curentului mediu care parcurge bobina. Volumul de miez magnetic şi construcţia bobinei sînt determinate de produsul LI_m^2, unde L este valoarea inducţiei, iar I_m, curentul mediu care o parcurge.

● **Dioda de recuperare** este elementul care contribuie la randamentul general al unui stabilizator în comutaţie. Rolul ei este, după cum arată denumirea, de a recupera energia acumulată în bobină.

Dioda de recuperare este un element neliniar care lucrează în regim de comutaţie. În consecinţă, alegerea ei trebuie să se facă ţinînd seama că ea trebuie să suporte curentul şi tensiunea corespunzătoare comutării, iar timpii de intrare şi ieşire din conducţie nu trebuie să depăşească pe cei corespunzători tranzistorului folosit ca element comutator. În principiu, la frecvenţele de 1—15 kHz menţionate mai sus, se pot folosi cu rezultate bune diode produse de IPRS ca DR300-304, F107-407, EFR135/136, Si10.

● **Condensatorul de filtrare** este, în general, electrolitic şi are rolul, după cum arată numele, de a filtra tensiunea la ieşire, astfel ca aceasta să prezinte ondulaţii acceptabile în jurul valorii medii. Valoarea acestui condensator trebuie să îndeplinească condiţia:

$$LC \gg \frac{1}{4\pi^2 f^2}, \qquad (3.7)$$

unde L este valoarea bobinei de recuperare, iar f, frecvenţa de comutare.

În general se poate alege valoarea $LC = 10 \cdot \frac{1}{4\pi^2 f^2}$

În principiu, valoarea ondulaţiilor este cu atît mai mică cu cît condensatorul de filtraj este mai mare. Trebuie să se ţină seama însă de faptul că pe această cale nu se poate obţine o reducere oricît de mare a ondulaţiilor, datorită componentei inductive a condensatoarelor electrolitice mari, care poate avea valori importante, începînd de la frecvenţe relativ joase (2—5 kHz). În acest caz se recomandă folosirea încă a uneia sau a mai multor celule de filtrare suplimentare de tip *LC*, pentru a căror dimensionare cititorul poate folosi relaţiile prezentate în lucrarea menţionată în bibliografie [4].

3.2. Stabilizator coboritor de tensiune

● **Date tehnice.** Stabilizatorul prezentat realizează următoarele performanţe:

Tensiunea la ieşire: 5—25 V.
Curentul maxim în sarcină: 1,5 A.
Factorul de stabilizare: $K \geqslant 150$
Rezistenţa de ieşire: $R_i \leqslant 0{,}05\ \Omega$.
Ondulaţii la ieşire: $\leqslant 50$ mV.

● **Modul de funcţionare.** În acest paragraf se prezintă o schemă de principiu a unui stabilizator în comutaţie de tip coboritor de tensiune cu oscilator independent (fig. 3.1). Ca element comutator este folosit un tranzistor de tip EFT250, care realizează comutarea la o frecvenţă variabilă (în funcţie de tensiunea la ieşire) între circa 2 şi 4 kHz.

Oscilatorul este un multivibrator astabil realizat cu tranzistoarele T_9, T_{10} de tip EFT308, ale cărui rezistenţe din baze sînt înlocuite cu două tranzistoare T_{11}, T_{12} de tip BC107, conectate în schemă de amplificator diferenţial. Acesta reprezintă etajul al doilea al amplificatorului de eroare, realizat după o schemă de amplificare diferenţială. Primul etaj este realizat cu tranzistoarele T_7, T_8 de tip EFT322. După cum se observă, baza lui T_7 se află la un potenţial constant, obţinut prin divizarea potenţiometrică a tensiunii de referinţă. Pe baza tran-

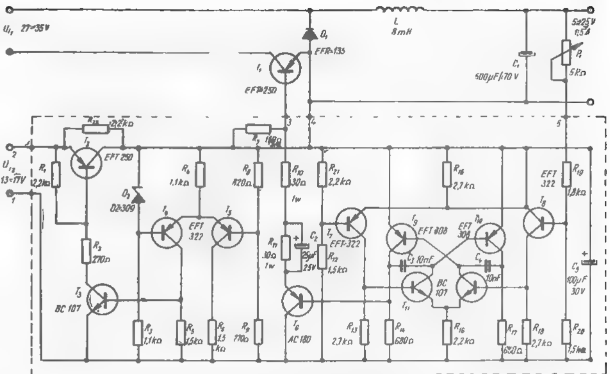


Fig. 3.1. Stabilizator în comutație coborîtor de tensiune

zistorului T_8 este aplicată tensiunea de eroare, care reprezintă o fracţiune din tensiunea de ieşire, variabilă în funcţie de valoarea acesteia. Schema realizează în esenţă variaţii importante ale coeficientului de umplere a impulsurilor generate de multivibrator. Aceste impulsuri sînt preluate de pe colectorul tranzistorului T_9 şi amplificate de tranzistorul T_6 repetor pe emitor de tip AC 180, fiind aduse la un nivel suficient pentru a comanda tranzistorul comutator T_1 de tip EFT250. Grupul R_{10}, R_{11}, C_2 serveşte pentru obţinerea unei supracomenzi necesare pentru accelerarea intrării şi ieşirii din conducţie a tranzistorului T_8. Reglajul tensiunii la ieşire se face cu ajutorul potenţiometrului P_1, între 5 şi 25 V.

Efectul de stabilizare a schemei se poate înţelege uşor dacă se urmăresc formele de undă ale tensiunilor din diferite puncte prezentate în fig. 3.2. După cum se ştie, la o astfel de schemă, tensiunea la ieşire are valoarea :

$$U_e = U_i \frac{t_1}{T}, \quad (3.8)$$

unde t_1 este timpul de conducţie a elementului comutator, iar T, perioada comutării.

O creştere a tensiunii la ieşire duce la o creştere proporţională a tensiunii pe baza tranzistorului T_8; are loc astfel o dezechilibrare a amplificatorului diferenţial care provoacă o creştere a curentului de încărcare a condensatorului C_3 şi o scădere a curentului de încărcare a condensatorului C_4. Aceasta duce implicit la o creştere a timpului t_2 şi la o scădere a timpului t_1. Ţinînd seama de relaţia (3.8), rezultă un efect de reducere a tensiunii la ieşire care compensează în bună parte creşterea iniţială a acesteia.



Fig. 3.2. Formă de undă pentru stabilizatorul din fig. 3.1.

Schema de comandă este alimentată separat de la o sursă de referință realizată cu tranzistoarele T_2—T_5. Sursa este prevăzută cu amplificator de eroare diferențial; tensiunea la ieșirea sa este amplificată suplimentar de tranzistorul T_3 și aplicată elementului de reglare serie T_2.

Pentru o funcționare corectă, schema necesită două redresoare separate care furnizează două tensiuni continue și anume:

$$U_{i1}=27\ \text{V}—35\ \text{V}/1{,}5\ \text{A}\ \text{și}\ U_{i2'}=13\ \text{V}—17\ \text{V}\ 0{,}4\ \text{A}.$$

● **Detalii constructive.** În cele ce urmează se prezintă date privind construcția unora din elementele schemei.

Bobina de recuperare, în valoare de 8 mH, este realizată cu tole E 6,4 (fig. 3.3); grosimea pachetului de tole = 1,82 cm; întrefier: 0,25 mm.

Numărul de spire · 120; grosimea sîrmei: 0,7 mm.

Puterea totală disipată de elementul comutator și dioda de recuperare este de circa 6 W, pentru cazul cînd curentul de sarcină este de 1,5 A. Pentru disiparea acesteia se poate folosi un radiator ca cel prezentat în fig. 3.4. Montarea diodei pe radiator se va face prin intermediul unei plăcuțe de mică de 0,1 mm grosime.

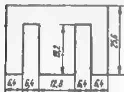


Fig. 3.3 Tola E 6,4 pentru bobina de recuperare a stabilizatorului din fig. 3.1

În fig. 3.5 se prezintă una din variantele posibile ale circuitului imprimat, care poate servi la realizarea practică a schemei. Dreptele punctate reprezintă straturi de scurtcircuitare.

Tranzistorul T_2 se fixează cu șuruburi M3, direct pe circuitul imprimat, prin intermediul unui radiator ca cel prezentat în fig. 3.6. Ambele radiatoare se execută din tablă de aluminiu de 2 mm.

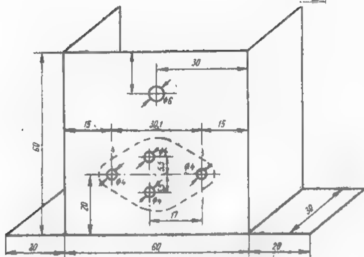


Fig 3.4. Radiator pentru tranzistorul T_1.

3.3 Stabilizator ridicător de tensiune

● **Date tehnice.** Stabilizatorul realizează următoarele performanțe:

Tensiunea de intrare: 9—14 V.
Tensiunea de ieșire: 24 V.
Curent maxim de sarcină: 0,6 A.
Factorul de stabilizare: $K \geqslant 10$.
Rezistența de ieșire: $R_i \leqslant 0,1\ \Omega$.
Ondulații: $\leqslant 100$ mV.

● **Modul de funcționare.** În fig. 3.7 se prezintă o schemă a unui stabilizator de tensiune în comutație de tip autooscilant și ridicător de tensiune. Acesta este în esență o variantă de generator blocking, a cărui funcționare se poate explica în felul următor.

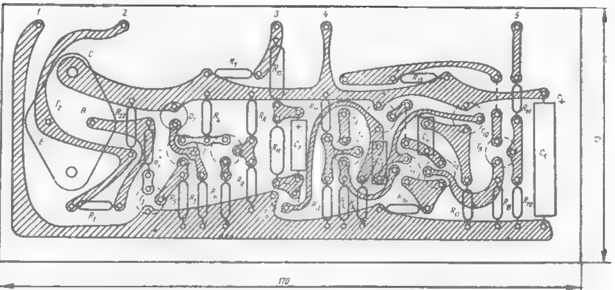


Fig. 35. Schema de cablaj pentru stabilizatorul din fig 31

Tranzistorul T_1 reprezintă un generator de curent constant şi are rolul de rezistenţă variabilă comandată în tensiune pentru oscilatorul blocking, realizat cu tranzistorul T_2; acesta din urmă constituie în acelaşi timp

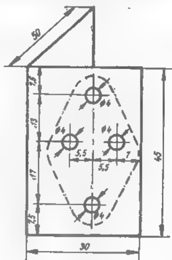


Fig. 3.6. Radiator pentru tranzistorul T_2.

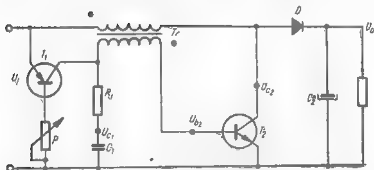


Fig. 3.7. Schemă de stabilizare în comunicaţie ridicătoare de tensiune.

şi elementul comutator al stabilizatorului. Tensiunea de formă dreptunghiulară care rezultă în colectorul lui T_2 este redresată (fig. 3.8), la ieşire obţinîndu-se o tensiune

continuă a cărei valoare este legată de tensiunea de intrare prin relația (3.3). Variațiile curentului prin T_1 au efecte contrare asupra timpilor de conducție și blocare ai tranzistorului T_2 și anume o creștere a curen-

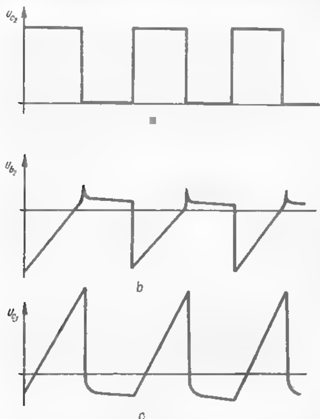


Fig 3.8. Forme de undă pentru stabilizatorul din fig. 3.7.

tului prin T_1 duce la mărirea timpului de conducție și la micșorarea timpului de blocare și, invers. Acest lucru se poate deduce dacă se examinează formele de undă din diverse puncte ale schemei, prezentate în fig. 3.8.

Ținînd seama de relația (3.3), rezultă că schema permite obținerea unui efect de stabilizare, cu condiția să se realizeze o reacție care să acționeze în mod convenabil asupra curentului prin tranzistorul T_1. Acest lucru

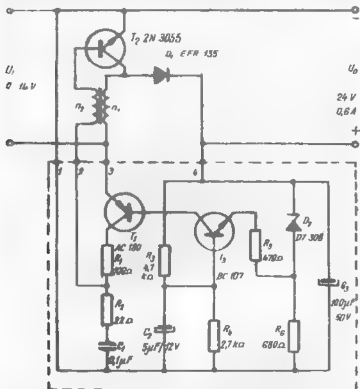


Fig. 3.9 Stabilizator în comutație ridicător de tensiune.

este exemplificat în fig. 3.9. După cum se observă, în acest caz curentul prin T_1 este comandat de tranzistorul T_3 în felul următor: o creștere a tensiunii la ieșire este transmisă integral pe emitorul lui T_3 și divizat (prin divizorul R_3, R_4) pe baza acestuia. Ca urmare, efectul total al acestor variații, este de scădere a curentului prin T_3, deci și a curentului prin T_1. Aceasta duce

la o creștere a timpului t_1 din relația (3.3), deci la o reducere corespunzătoare a tensiunii de ieșire.

● **Detalii constructive.** În fig. 3.10 se prezintă o variantă posibilă a circuitului imprimat. Tranzistorul T_2 și

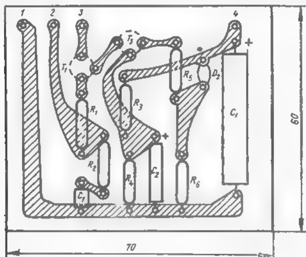


Fig. 3.10. Schema de cablaj pentru stabilizatorul din fig. 3.9.

dioda D_1 se vor monta pe un radiator identic cu cel prezentat în fig. 3.4.

Transformatorul *Tr* se va realiza pe tole *E*8 (fig. 3.11).

Grosimea pachetului de tole: 20 mm. Întrefier: 0,2 mm. Număr de spire $n_1=70$ spire de diametru $=$ 0,5 mm; $n_2=28$ spire; de diametru $=0{,}3$ mm.

Pentru ajustarea tensiunii la ieșire în jurul valorii 24 V se va acționa asupra rezistenței R_3.

3.4. Stabilizator de tensiuni simetrice

Relația (3.5) demonstrează că o schemă ca cea prezentată în fig. 1.3, *c* permite obținerea unei tensiuni mai mari sau mai mici decît tensiunea de la intrare,

avînd însă polaritate opusă acesteia. Dacă se adoptă o schemă ca cea prezentată principial în fig. 3.12, este posibil să se obţină o tensiune de aceeaşi polaritate

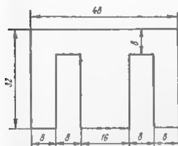


Fig. 3.11. Tola E8 pentru transformatorul din fig 3.9.

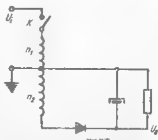


Fig 3.12. Variantă de schemă în comutaţie.

cu tensiunea de la intrare. Cele două tensiuni sînt legate între ele de relaţia:

$$U_e = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{t_c}{t_b} \cdot U_i, \qquad (3.9)$$

unde t_c şi t_b sînt respectiv timpii de conducţie şi blocare ai elementului comutator, iar n_1 şi n_2 — numerele de spire ale celor două înfăşurări cuplate magnetic.

Pornind de la această observaţie, s-a ajuns la realizarea schemei din fig. 3.13, care furnizează în acelaşi timp două tensiuni egale ca valoare şi de polarităţi diferite. Datorită relaţiei de egalitate care există între valorile celor două tensiuni, este evident că stabilizarea uneia din ele atrage automat şi stabilizarea celeilalte.

● **Date tehnice.** Performanţele schemei sînt următoarele:

Tensiunea la intrare: 17—24 V.
Valoarea tensiunilor la ieşire: +15 şi —15 V.
Curentul maxim pe fiecare din ieşiri: 200 mA.
Factor de stabilizare pentru ambele tensiuni: $K \geqslant 10$.
Rezistenţa de ieşire pentru ambele tensiuni: $R_i \leqslant 2\Omega$.
Ondulaţii la ieşire: $\leqslant$ 100 mV.

● **Modul de funcţionare.** Schema reprezintă în esenţă un oscilator autoblocat cu sarcina în emitor, realizat cu tranzistorul T_3. Acesta este comandat în bază cu un curent constant furnizat de tranzistorul T_2; valoarea acestuia este comandată de tensiunea de la ieşire şi

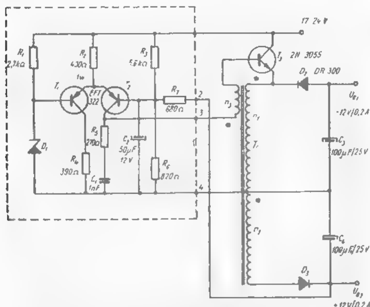


Fig 3.13. Stabilizator în comutaţie pentru două tensiuni de polarităţi diferite.

influenţează în mod direct timpul de conducţie al elementului comutator T_3 şi anume o creştere a tensiunii la ieşire provoacă o scădere a curentului prin T_2, ceea ce duce la o scurtare a timpului de conducţie. Se obţine deci un efect de stabilizare care permite menţinerea aproximativ constantă a tensiunilor U_{e1} şi U_{e2} la variaţia tensiunii la intrare. Tranzistorul T_1, montat diferenţial faţă de T_2 permite îmbunătăţirea performanţelor schemei prin menţinerea constantă a tensiunii pe emitorul lui T_2.

Față de toate celelalte scheme de stabilizatoare în comutație prezentate anterior se observă că schema din fig. 3.13, prezintă avantajul că permite obținerea unei tensiuni stabilizate la orice valoare și orice polaritate, în comparație cu valoarea și polaritatea tensiunii aplicate la intrare, aceasta la un randament relativ ridicat.

În realitate, relații de tipul celei de la (3.5) au o valabilitate aproximativă datorită unor cauze ca:

— existența unui flux de scăpări între înfășurări;
— căderea de tensiune de 0,3—1 V pe tranzistorul aflat în conducție;
— căderea de tensiune pe dioda redresoare.

Ca urmare, o schemă ca aceea prezentată în fig. 3.13 nu va putea asigura niciodată două tensiuni la fel de bine stabilizate. În schema prezentată, factorul de stabilizare și rezistența internă vor fi totdeauna superioare pentru ieșirea pozitivă, în comparație cu ieșirea negativă.

● **Detalii constructive.** În figura 3.14 este prezentată una din variantele posibile de cablaj cu care se poate realiza schema din figura 3.13. Pentru tranzistorul T_1 este suficient un radiator ca cel prezentat în figura 3.15, realizat din tablă de aluminiu de 2 mm. Valorile tensiunilor la ieșire se pot ajusta cu rezistențele R_3 și R_7.

Transformatorul T_r se va realiza cu tola $E\,6{,}4$, ca aceea prezentată în fig. 3.3. Grosimea pachetului de tole este 1,5 cm; întrefier: 0,2 mm; număr de spire: n_1, $n_2=60$ spire de diametru 0,4 mm; $n_3=90$ spire de diametru 0,2 mm.

3.5. Stabilizator autooscilant cu amplificator universal

Ne propunem să prezentăm aici o altă modalitate de folosire a amplificatorului de eroare universal de la § 2.6.

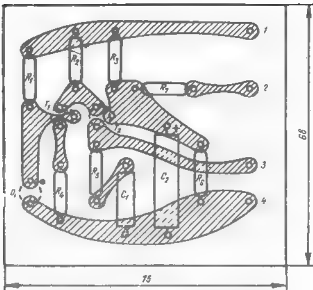


Fig. 3.14. Schema de cablaj pentru stabilizatorul din fig. 3.13.

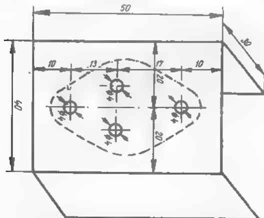


Fig. 3.15. Radiator pentru tranzistorul din fig. 3.13.

● **Date tehnice.** Sursa a cărei schemă este dată în fig. 3.16 furnizează 2 A la o tensiune de ieşire variabilă, cuprinsă între 3 V şi 24 V.

Tensiunea de intrare: (35—45) V.

Factorul de stabilizare: 250.

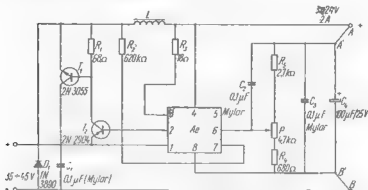


Fig. 3.16 Stabilizator în comutaţie folosind amplificatorul de eroare universal din fig. 3.22, a.

Rezistenţa de ieşire: 30 mΩ.

Ondulaţiile de înaltă frecvenţă: 50 mV.

Randamentul sursei atinge 80% pentru tensiuni de ieşire mici.

● **Modul de funcţionare.** Să presupunem că tensiunea de ieşire divizată de R_4, P, R_5 este mai mică decît tensiunea de referinţă. Amplificatorul de eroare va acţiona în sensul deschiderii tranzistoarelor T_1 şi T_2. Pe bobina L se va aplica întreaga tensiune de alimentare. În intervalul scurt, cît T_1 şi T_2 sînt deschise, se poate considera că tensiunea de intrare este constantă. Cum variaţiile tensiunii de ieşire sînt neglijabile se poate considera că la bornele inductanţei L se aplică o tensiune constantă. Aceasta va determina un curent liniar crescător prin L. Tensiunea de ieşire va creşte şi ea aproximativ liniar. Atunci cînd tensiunea de ieşire depăşeşte valoarea tensiunii de referinţă, trazistoarele T_1 şi T_2 se vor bloca.

Este de remarcat că în perioada de conducție a tranzistorului T_1, tensiunea de referință este ceva mai mare decît cea furnizată normal de dioda Zener a amplificatorului de eroare. Această mărire se datorește rezistenței R_2 care aduce o fracțiune din tensiunea de intrare pe divizorul de referință, prin borna 7 a amplificatorului de eroare.

Cînd tranzistorul T_1 se blochează, energia magnetică înmagazinată în inductanța L va inversa tensiunea la bornele bobinei, determinînd un curent de descărcare care va menține curentul în sarcină. Întrucît T_1 este blocat, calea de închidere a curentului este asigurată de dioda D_1, care se deschide. Tensiunea aplicată rezistenței R_2 devine din puternic pozitivă, ușor negativă (tensiunea în conducție directă a diodei D_1).

Tensiunea de referință scade la valoarea nominală de 2,1 V. Amplificatorul de eroare sesizează o și mai mare diferență între tensiunea de ieșire și cea de referință, în favoarea tensiunii de ieșire. Tranzistorul T_1 rămîne în continuare blocat.

Pe măsură ce energia magnetică a bobinei se eliberează curentul furnizat de aceasta scade aproximativ liniar. La debitarea curentului de ieșire va participa și condensatorul C_4. Tensiunea de ieșire scade aproximativ liniar pînă cînd devine mai mică decît tensiunea de referință. În acel moment tranzistorul T_1 se va deschide, dioda D_1 se blochează și tensiunea de referință va deveni mai mare.

Procesul se reia ca la început.

După cum se observă, orice sursă liniară poate fi transformată în sursă de comutație autooscilantă cu condiția să se realizeze o caracteristică de histerezis a amplificatorului de eroare. Aceasta se poate realiza prin varierea tensiunii de referință în ritmul comutației, așa cum se face în schema prezentată.

Condensatoarele C_1 și C_3 preiau rolul condensatoarelor de filtraj la frecvențe foarte înalte, unde inductanța condensatoarelor electrolitice capătă o mare importanță. Ele pot fi suprimate dacă se folosesc pentru filtrare condensatoare cu tantal.

Condensatorul C_2 are rol în minimizarea ondulațiilor la ieșire. Dacă acest condensator nu ar exista, ondulațiile pe cursorul potențiometrului, egale cu amplitudine cu variațiile tensiunii de referință, ar reprezenta numai o fracțiune din ondulațiile tensiunii de ieșire. Cu C_2 montat, componenta continuă a tensiunii de ieșire este egală cu tensiunea de referință multiplicată cu inversul raportului de divizare dat de R_4, P, R_5, pe cînd componenta alternativă la ieșire este adusă direct la intrarea 6 a amplificatorului de eroare și este menținută egală cu amplitudinea variațiilor tensiunii de referință.

● **Detalii constructive.** Bobina L se va executa cu fir de Cu emailat de 1 mm diametru. Miezul bobinei se execută cu tole de transformator E 8 și I 8 cu o grosime a pachetului de tole de 15 mm. Tolele se montează cu întrefier de 0,1 mm.

Bobinajul se va executa spiră lîngă spiră și va conține 75 de spire.

Dioda D_1 trebuie să fie de tip 1N3890 sau orice alt tip cu timp de blocare scăzut și care suportă un curent mediu de cel puțin 1 A.

Capitolul 4

Alegerea elementelor de redresare-filtrare

Alegerea schemei de redresare-filtrare se face, în general, ţinînd seama de puterea, tensiunea şi curentul necesare la intrarea stabilizatorului. Astfel, în cazul unei puteri mici (sub 20 W) se foloseşte, de regulă, o schemă de redresare monofazată. Dacă trebuie să se obţină o tensiune relativ joasă la curenţi mari, se foloseşte o schemă monofazată în punte. Dacă este necesară o tensiune redresată ridicată şi curenţi relativ mici sînt avantajoase scheme de redresare monofazate cu multiplicarea tensiunii redresate.

În ceea ce priveşte calculul elementelor redresorului se recomandă utilizarea relaţiilor prezentate în lucrarea [4] din bibliografie. Pornind de la aceste relaţii s-au calculat valorile aproximative ale condensatorului de filtraj în cazul unui redresor cu sarcina capacitivă, astfel ca valoarea ondulaţiilor să fie de circa 10% din valoarea tensiunii continue redresate. Aceste valori sînt prezentate în funcţie de tensiunea şi curentul redresorului, şi anume în tabelul 4.1, pentru redresoare monoalternanţă şi în tabelul 4.2, pentru redresoare bialternanţă. Valorile sînt date în milifarazi şi servesc pentru un calcul rapid al elementelor redresorului; ele

Tabelul 4.1

Valoarea aproximativă a capacității de filtrare pentru redresarea monoalternanță [mF]

I_0(A) / V_0(V)	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,6	2,8	3
10	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
20	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	6,5	7	7,5
30	0,33	0,66	1	1,33	1,66	2	2,33	2,66	3	3,33	3,66	4	4,33	4,66	5
40	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2	2,25	2,5	2,75	3	3,25	3,5	3,75
50	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,6	2,8	3
60	0,15	0,3	0,45	0,6	0,75	0,9	1,05	1,2	1,35	1,5	1,65	1,8	1,95	2,1	2,25

Tabelul 4.2

Valoarea aproximativă a capacității de filtrare pentru redresarea bialternanță [mF]

I_0(A) / V_0(V)	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,6	2,8	3
10	0,75	1,5	2,25	3	3,75	4,5	5,25	6	6,75	7,5	8,25	9	9,75	10,5	11,25
20	0,4	0,8	1,2	1,6	2	2,4	2,8	3,2	3,6	4	4.4	4,8	5,2	5,6	6
30	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2	2,25	2,5	2,75	3	3,25	3,5	3,75
40	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,6	2,8	3
50	0,15	0,3	0,45	0,6	0,75	0,9	1,05	1,2	1,35	1,5	1,65	1,8	1,95	2,1	2,25
60	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5

sînt valabile numai în cazul unei dimensionări corecte a transformatorului de rețea. Pentru o determinare mai exactă se recomandă, totuși, consultarea lucrării susamintite.

În cazul unui filtru *LC*, dimensionarea inductanței se face atît în funcție de valoarea ei electrică, cît și în funcție de mărimea curentului care trece prin ea.

În tabelul 4.3 se prezintă cîteva exemple de alegere a circuitului magnetic (dimensionarea tolei și grosimea pachetului de tole) pentru unele valori mai uzuale ale produsului LI^2 (H.A^2).

Tabelul 4.3

Alegerea circuitului magnetic pentru inductanțe, în funcție de LI^2

LI^2 [$H \cdot A^2$]	0,005	0,01	0,02	0,05	0,1	0,2	0,3
Tola	E 10	E 12	E 14	E 16	E 18	E 24	E 24
Grosime pachet, cm	1,8	2,05	2,05	2,5	3,05	2,5	4,33
Intrefier, mm	0,11	0,14	0,23	0,4	0,55	1	1,3

BIBLIOGRAFIE

1. I. Felea ş.a. **Circuite cu tranzistoare în industrie.** Bucureşti, Editura tehnică, 1965.
2. Nowicki, J. R. **Power supplies for electronic equipment.** Londra, Leonard-Hill, 1971.
3. * * * **Hewllet-Pachard power supplies handbook,** 1969.
4. Roghinski, V. I. **Redresoare cu semiconductoare.** Bucureşti, Editura tehnică, 1958.
5. Dumitrescu, M. **Stabilizatoare de tensiune continuă.** Bucureşti, Editura tehnică, 1963.
6. Birman, P. **Power supply handbook.** Kepco Inc, 1965.
7. Keller, T W. **Regulator transistor power supply design.** În: Electronics, nov. 1956.
8. Collins, D I. **A high-performance series stabiliser.** În: Electronic Engineering, vol. 36, nr. 435, 1964.
9. Aitchison, R. E., Lamond, W. S. **A 100 V/100 mA regulated power supply using transistors.** În: Electronic Engineering, vol. 36, nr. 439, 1964.
10. King, N P **Power supplies.** În: Industrial Electronics, nr. 39, 1967.
11. Van Deenen, I. I. **An overload protected d.c. power supply.** În: Electronic Engineering, vol. 34, nr 409, 1962.
12. Watson, G. **Simple constant-current circuit.** În: Wireless World, vol. 72, nr. 8, 1966.
13. Williams, P. **Constant current circuit.** În: Wireless World, vol. 72, nr. 9, 1966.
14. Murphy, R. H. **Ultra-stable semiconductor reference diodes.** În: Electronic Engineering, vol. 36, nr. 431, 1964.
15. Reece, I. S. **Power supply uses PDM-FM for regulation** În: Electronic Engineering, febr. 1967.

CUPRINSUL

In colecție vor apărea :

C. Măciucă. **Construcții de radioreceptoare pentru autovehicule**

A. Gămulescu. **Construcții de amplificatoare tranzistorizate pentru antene de televiziune**

A Săhleanu și N. Rosici. **2 × 73 scheme pentru radioamatori**

Alte lucrări în pregătire :

A Vătășescu ș.a. **Utilizarea rațională a dispozitivelor semiconductoare**

Dan Ion ș.a. **Utilizarea semiconductoarelor în electronică de putere**

C. Bulucea ș.a. **Circuite integrate**

Lei 5

